

V TOMTO SEŠITĚ

Špičková měřicí technika v elektronice	41
Elektra '97 v Olomouci	42
POČÍTAČOVÁ SIMULACE ELEKTRONICKÝCH OBVODŮ	
Úvod	43
Analýza SPICE	43
Modely lineárních součástek	44
Modely nelineárních součástek	44
Operační zesilovače	46
Hybridní a číslicové obvody	47
Pomocné obvody programu EWB ..	47
Měřicí přístroje	48
Popis programu EWB	49
Obsluha programu EWB	49
Shrnutí ..	49
Literatura	49

Přílohy

jsou na str. 50 až 80 včetně

3. a 4. str. obálky,

začínají náhradním zdrojem (str. 50), pokračují přes propusti, zadrže, Wienův oscilátor až po generátory, tvaryvače atd.

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

Vydavatel: AMARO spol. s r. o.

Redakce: Dlážděná 4, 110 00 Praha 1, tel.: 24 21 11 11 - l. 295, tel./fax: 24 21 03 79.

Šéfredaktor Luboš Kalousek, sekretářka redakce Tamara Trnková.

Ročně vychází 6 čísel. Cena výtisku 25 Kč. Pololetní předplatné 75 Kč, celoroční předplatné 150 Kč.

Rozšiřuje PNS a. s., Transpress s. s. r. o., Mediaprint a Kapa, soukromí distributoři, informace o předplatném podá a objednávky přijímá Amaro s. s. r. o., Dlážděná 4, 110 00 Praha 1, tel./fax 24 21 1111, l. 284, PNS, pošta, doručovatel.

Objednávky a předplatné v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava, tel./fax (07) 5254559 - předplatné, (07) 5254628 - administrativní. Předplatné na rok 165,- SK.

Podávání novinových zásilek povolila Česká pošta s. p., OZ Praha (čj. nov 6028/96 ze dne 1. 2. 1996).

Inzerce přijímá redakce ARadio, Dlážděná 4, 110 00 Praha 1, tel.: 24 21 11 11 - linka 295, tel./fax: 24 21 03 79.

Inzerce v SR vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./fax (07) 5254628.

Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor. Nevyžádané rukopisy nevracíme.

E-mail: a-radio@login.cz

Internet: http://www.spinnet.cz/aradio

ISSN 1211-3557

© AMARO spol. s r. o.

Špičková měřicí technika v elektronice

Již tradičně je vždy začátkem roku prezentována v Praze i v Bratislavě špičková měřicí technika firem Rohde & Schwarz, Tektronix a Advantest jejich pražským zastoupením. I letos se sešli v obou městech dychtiví posluchači, aby vyslechli, co nového od loňského roku tyto firmy připravily. A bylo toho skutečně mnoho, řada přístrojů byla představena nikoliv jen slovně, ale na připravené výstavce bylo možné si je i odzkoušet. Zájemci o katalogy firmy TEKTRONIX však byli tentokrát zklamáni - vývoj měřicí techniky u této firmy je tak překotný, že v průběhu knižního zpracování byly vždy v katalogu uvedené typy již překonány novými, proto firma od tisku katalogu pro letošní rok upustila. Naštěstí výklad o nabídce byl natolik poutavý a obsáhlý, že si všichni účastníci odnesli dokonalý přehled o výrobní produkci.

V oblasti osciloskopů, kde má firma Tektronix buď výsadní postavení nebo spolupracuje s dalšími firmami na vývoji, již existují pouze dva přístroje, a to TAS250 a TAS455, které pracují jako analogové. Jejich výroba však v průběhu tohoto roku skončí, neboť dnes již existují tak dokonalé převodníky, že digitální osciloskopy vyhoví pro všechny aplikace. Z aplikací, u nichž předchází věta neplatí, jmenujme např. servis videorekordérů, kde je ještě stále použití analogových osciloskopů nezbytné. Jako náhradu analogových osciloskopů Tektronix vyrábí řadu osciloskopů s označením TDS200.

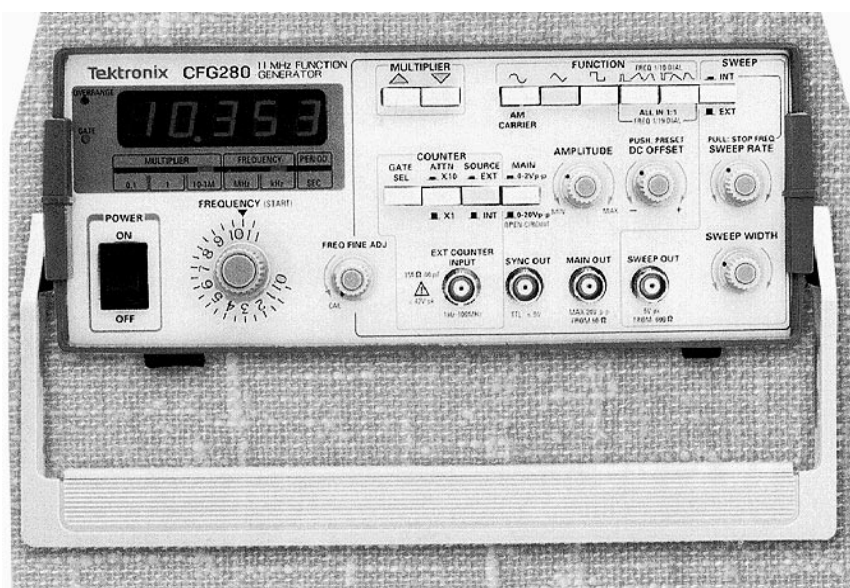
Z dalších zajímavých informací lze uvést např. skutečnost, že firma Tektronix upouští od výroby spektrálních analyzátorů, jejichž výrobu (kromě některých speciálních přístrojů) přebírá firma Advantest. Snad největší dynamiku rozvoje je možné zaznamenat u speciálních měřicích přístrojů pro telekomunikace. Tam se měřicí metody

specializují na kvalitu media, kterým se signál přenáší, na kvalitu signálu a na analýzu přenosového protokolu. Stoupající tendenci má u zákazníků odběr digitálních multimetrů, kombinovaných ručních digitálních multimetrů řady THM a ručních osciloskopů THS. Jen pro zajímavost, špičkový přístroj z této řady - THS730A - má šířku pásma 200 MHz, vzorkování 1 GS/s, je dvoukanalový s monodisplejem a s pamětí 2,5k. Pokud se cení tyče, firma razí heslo „za stejné peníze větší výkon“, takže např. cena digitálního osciloskopu TDS 210 (dvoukanalový se šířkou pásma 60 MHz, vzorkováním 1 GS/s a pamětí 2,5k je tč. pouze 35 900 Kč bez DPH. Technologie InstaVu, využívající speciálního procesoru ke zpracování velkého množství signálů, umožňuje pozorovat i ojediněle se vyskytující přechodové jevy, které by při klasickém způsobu vzorkování nebyly registrovatelné.

Všechny osciloskopy jsou doplněny možností ovládání počítačem a ukládáním snímaných průběhů na FD nebo HD.

Zvláštní pozornost též zasluhuje software (SCOPE 3.5), vyvinutý na ČVUT v Praze, který umožňuje komunikaci s přístroji v češtině. Umožňuje i matematicky zpracovávat zobrazované signály a hardcopy obrazovky na tiskárně. Přitom cena za tento software je jen zlomkem ceny přístroje.

Z telekomunikačních měřicích přístrojů lze jmenovat zajímavý přístroj TelScout TS100 pro kovové párové i koaxiální kabely, umožňující automatické testování. I testery optických vláken jsou již snadno přenosné a mají univerzální použití, jako např. sada přístrojů TOP (optický zdroj pro 850 a 1300 nm, optický wattmetr, laserový optický zdroj a vizuální hledač poruch, spolu s TFC200. Přístroj TekRanger TFS



Generátor funkcí CFG280 do 11 MHz
s integrovaným čítačem do 100 MHz

2
97

3031 umožňuje nalézt závadu na kabelu s přesností měření 0,001 %.

Stále větší pozornosti u zákazníků se těší přístroje na měření elektromagnetické kompatibility, což byla oblast u nás dlouho zanedbávaná. Nedávno jsme psali o speciálním měřicím boxu firmy Rohde & Schwarz pro tato měření (S-line), firma Advantest nabízí spektrální analyzátor spolu s řídícím a vyhodnocovacím programem k měření vyzařování, svorkového napětí, imunity, stínícího efektu měřeného materiálu a rezonančních kmitočtů kovových struktur materiálu. Elektronické výrobky bez testu na EMC (což je nezbytná podmínka k získání značky CE) jsou dnes již na západoevropském trhu neprodejně.

Z měřicích přístrojů firmy Rohde & Schwarz jmenujme jen přijímače pro měření mobilních radiových digitálních sítí v rozsahu 20 až 2050 MHz a speciální testery pro síť GSM (např. CMD 50/53 pro servis, CMD52/55 pro komplexní měření všech parametrů).

Mohli bychom dále pokračovat, ale vážní zájemci se mohou s výrobky seznámit osobně u zastoupení firmy, po předchozí domluvě na pražském tel. čísle 24 32 20 14.

JPK

ELEKTRA '97

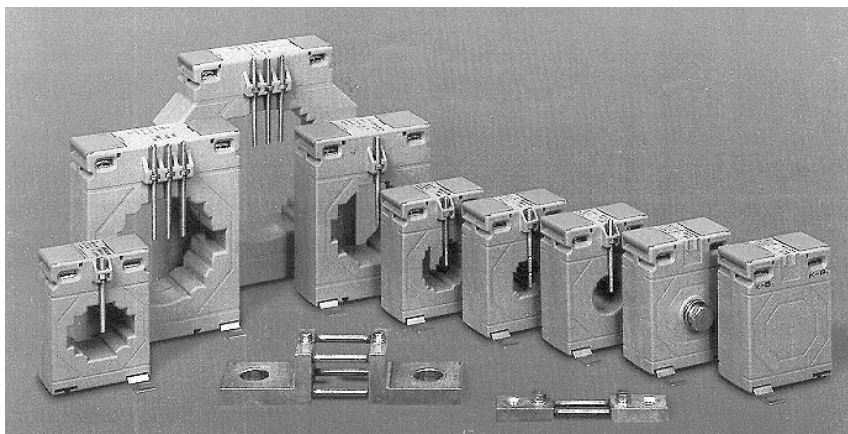
v Olomouci (12.-13. února 1997)

Tradiční (v pořadí již desátá) kontraktovní výstava průmyslové elektrotechniky a spotřební elektroniky Elektra '97, kterou uspořádala olomoucká výstavnická společnost OMNIS EXPO, proběhla ve dnech 12. - 13. února 1997. Účastnilo se jí více než 100 vystavovatelů z celé ČR a svým rozsahem a informačním potenciálem šlo o největší výstavní akci svého druhu jarní části výstavní sezóny na Moravě.

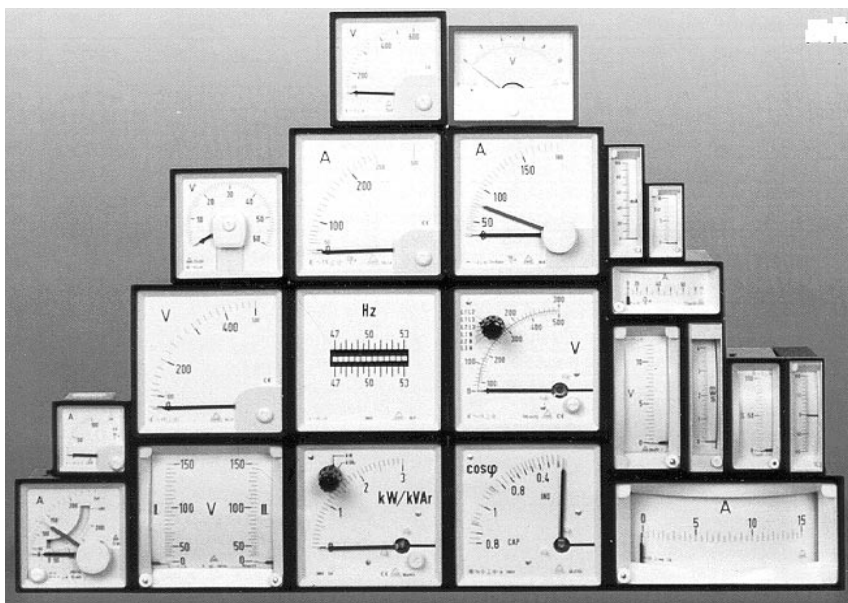
Základem výstavy byla nabídka průmyslové elektroniky, měřicí a zkušební techniky, elektroinstalačních součástek a součástí, elektromechanických součástek a součástí, osvětlovací techniky, automatizační techniky a dalších výrobků z uvedených i příbuzných oblastí. Tento výčet pak vhodně doplňovaly produkty v sekci spotřební elektroniky i technická literatura, poradenství a software v informační sekci. Jako doprovodný program byly připraveny doškolovací kurzy pro projektanty, revizní techniky, pracovníky elektroúdržby a tři přednáškové bloky.

Svoji účastí převažovaly vystavující firmy z Moravy (70), z Čech vystavovalo 38 firem. Ze známých firem to byly např. Siemens Brno, Metra Blansko, Elektropřístroje Praha. Z místních firem upoutala svým rozsahem (jak prostorově, tak sortimentem) firma Kvapil Olomouc (např. výroba, opravy a repase akumulátorových baterií NiCd a NiMH do radiostanic, notebooků, videokamer, drobných domácích elektrozařízení, do telefonů GSM a NMT apod.).

Další nejbližší výstava podobného zaměření bude uspořádána spolu s Vý-



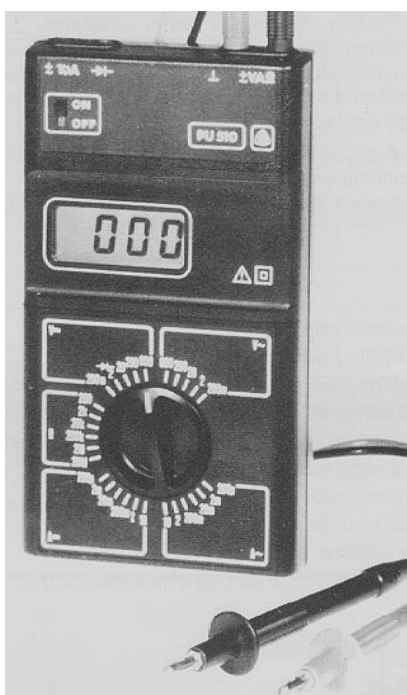
Na výstavě Elektra '97 byly vystaveny i např. měřicí transformátory proudu (nahore) a analogové rozváděčové přístroje (dole) firmy GANZ Instruments Ltd., kterou v ČR (i pro SR) zastupuje stejnojmenná firma ve Valašském Meziříčí



chodočeským stavebním salonem v Hradci Králové 28. - 30. 5. 1997. Podzimní Elektra '97 bude opět v Olomouci ve dnech 7. - 9. října 1997. Letošní rok

uzavře Elektra '97 opět v Plzni (25. - 27. 11.) spolu se Západočeským stavebním salonem.

B. Křenek, OK2BOB



Univerzální měřicí přístroj PU510 Metra

HES s.r.o. OPRAVY MĚŘICÍCH PŘÍSTROJŮ

- ✓ OSCILOSKOPY
- ✓ MULTIMETRY
- ✓ ZDROJE
- ✓ GENERÁTORY
- ✓ ČÍTAČE
- ✓ MĚŘIČE FYZ. VELIČIN

HES s.r.o., Ostopovice
U dráhy 14, BRNO - venkov
PSČ 664 41

tel./fax 05/351373, tel. 352919

Sběrny pro Slovensko:

HES-Zberňa: Tulipánova 3
841 01 Bratislava
tel.: 07/761053

HES-Zberňa: P.O.BOX č. 46
915 01 Nové Mesto n.Váh.

POČÍTAČOVÁ SIMULACE ELEKTRONICKÝCH OBVODŮ

Ing. Robert Láníček

Počítače se při návrhu elektronických obvodů používají od konce šedesátých let. Zpočátku se využívaly pouze pro numerické řešení soustav rovnic, optimalizační úlohy apod. Postupem času vznikla řada počítačem podporovaných činností, jejichž zkratky zpravidla začínají písmeny CA (Computer - Aided nebo také Computer - Assisted). Nejznámější zkratka CAD se používala i pro navrhování elektronických obvodů pomocí počítače (Computer - Aided Design). V dnešní době se význam zkratky poněkud pozměnil na návrh na grafické úrovni (Computer - Aided Drafting). Pro podporu tvůrčí inženýrské práce se používá zkratka CAE (Engineering) a u specializovaných programů pro analýzu elektronických obvodů se můžeme setkat i s další zkratkou CACA (Circuit Analysis). Do této skupiny patří i program Electronics Workbench (EWB) kanadské firmy Interactive Image Technologies LTD., kterému je věnováno toto konstrukční číslo.

Podtitul tohoto simulačního programu je *The electronics lab in computer* a velmi dobře vystihuje způsob práce s tímto programem. Na pracovní ploše obrazovky je možné pomocí myši sestavovat velmi jednoduše metodou *táhni a pusť* (drag and drop) elektronické obvody a připojovat k nim stejným způsobem elektronické měřicí přístroje. Program využívá k simulaci analogových obvodů algoritmy SPICE 2 (*A Computer Program To Simulate Semiconductor Circuits*), které vyvinul na Kalifornské univerzitě v Berkley pan Laurence W. Nagel. Protože tyto algoritmy jsou v současné době považovány za světový standard pro simulátory analogových obvodů, vyplývají z toho velmi slušné výsledky při simulování většiny elektronických obvodů. Jsou samozřejmě i mnohem dokonalejší simulační programy s mnohem rozsáhlejšími možnostmi simulace. Tyto programy bývají ovšem také řádově dražší a mnohem složitější na ovládání. Mezi ty dostupnější patří například program *Micro Cap*, který využívá simulační algoritmy *PSpice* od firmy *MicroSim Corporation*, které jsou rovněž odvozeny z algoritmu SPICE. Doposud jsem se ovšem nesetkal s programem, který by předčil program *EWB* v názornosti a jednoduchosti ovládání.

Pomineme-li nejstarší verze simulačních programů (např. *PSpice*), u nichž bylo nutné zapisovat topologii obvodu pomocí textového zápisu definujícího prvky mezi jednotlivými uzly, mají všechny moderní programy grafickou nástavbu. Uživatel místo zadávání textového popisu obvodu nakreslí schéma a další převod grafického znázornění obvodu do potřebného tvaru obstará program automaticky. Po nakreslení obvodu je ještě nutné před vlastním spuštěním simulace zvolit typ a upřesnit podmínky simulace. U programu *EWB* jsou tyto kroky sloučeny. To znamená, že se neopouští grafický editor schématu obvodu a simulace je realizována jako měření ve skutečné laboratoři pomocí měřících přístrojů. Má to obrovskou výhodu spočívající v možnosti velmi rychle měnit topologii obvodu i parametry součástek s okamžitou odezvou na provedené změny. Je možné například stiskem

klávesy přepínat větve obvodu, nebo měnit podle uvážení hodnoty pasivních prvků bez přerušení simulace s okamžitou odezvou na obrazovce osciloskopu. Simulace je tím, že připomíná skutečnou práci v laboratoři, velmi příjemná pro uživatele, který vlastně nemusí měnit svůj styl práce. Další velkou výhodou poslední verze programu je možnost smíšené simulace analogových i číslicových obvodů. Je proto možné na výstup logických obvodů zapojit například posilovací tranzistory spinající LED a používat v jednom zapojení všechny přístroje, které jsou k dispozici. Je možné například zkontrolovat čelo impulsu zobrazeného logickým analyzátozem ještě osciloskopem apod.

Pro svoji názornost je tento program ve světě velmi rozšířen nejen na středních odborných školách, ale i na univerzitách. Existuje i levnější školní verze, která má speciální funkce, usnadňující výuku. Je možné například zadávat studentům přesně definované chyby v zapojení, které mají studenti za úkol odstranit. Názornost práce s programem je velmi velká, což značně zkracuje čas nutný pro pochopení funkce elektronických obvodů. Práce s programem je velmi příjemná a svým charakterem připomíná hru. Firma uvádí, že program *EWB* používá 70 000 legálních uživatelů po celém světě a v loňském roce přibýlo dalších 23 000 nových instalací. V České republice se distribucí tohoto programu zabývá firma *CADware* z Liberce a s jejím laskavým přispěním vzniklo i toto číslo. Kromě profesionální a školní verze firma distribuuje i rozšiřující knihovny součástek a demoverzi tohoto programu. V demoverzi nelze otevírat soubory a proto má případná distribuce dále řešených příkladů význam pouze pro majitele „ostré“ verze programu. Zájemcem jsem ochoten tyto soubory nahrát na disketu za symbolický manipulační poplatek a úhradu poštovního. Rovněž uvítám Vaše připomínky k obsahu a zpracování tohoto čísla a Vaše zkušenosti s touto problematikou.

Ing. Robert Láníček

Střední průmyslová škola elektrotechnická
Kounicova 16
611 00 Brno

Analýza SPICE

V tomto krátkém textu je problematika analýzy obvodů pouze naznačena a případné zájemce o hlubší studium proto odkazují na uvedenou literaturu. Algoritmy Spice byly uveřejněny už v roce 1973, takže se nejedná o žádnou horkou novinku spojenou až s rozvojem osobních počítačů. Vzhledem k různým simulovaným jevům v elektronických obvodech obsahuje SPICE několik typů analýz. Jako první si uvedeme *DC Analysis* (Direct Current, stejnosměrný proud). Tato analýza slouží k určení stejnosměrného pracovního bodu, k čemuž se využívá rozmitání stejnosměrných zdrojů v obvodu. Při výpočtu se zapojené kondenzátory považují za rozpojení obvodu a cívky (induktčnosti) jsou nahrazeny zkratem. Analýza je zvlášť vhodná například pro zobrazení voltampérových charakteristik součástek. Výsledky stejnosměrné analýzy nejsou v *EWB* přístupné přímo a nejsou zobrazovány na panelech přístrojů, ale jsou použity jako mezivýsledky pro další typy analýz.

Analýza střídavých signálů *AC Analysis* (Alternating Current, střídavý proud) nazývaná také analýza malých signálů (*AC Small-Signal Analysis*), dává výsledky jako funkce závislé na kmitočtu (frekvenci). V *EWB* se tato analýza dále dělí na *AC Frequency-Response Analysis* a *AC Time-Response Analysis*. Oba podtypy využívají nejdříve pro výpočet pracovního bodu linearizované modely nelineárních součástek pro malé signály podobně, jako se při „ručním“ výpočtu používají parametry *h* tranzistoru platné pro nejbližší okolí pracovního bodu. Pak je sestavena komplexní matice, zahrnující impedance obvodu. U stejnosměrných zdrojů se nastaví 0 V a u všech ostatních součástí obvodu se při výpočtu uvažují jejich frekvenčně závislé modely. Všechny střídavé vstupní zdroje se při výpočtu uvažují jako harmonické a nerespektuje se tedy nastavení funkčního generátoru. Frekvenční analýza se začne počítat automaticky po zapojení přístroje Bode plotter do obvodu. Matice je počítána pro předem zvolených 100 až 1000 frekvencí (viz *Analysis option*). Počáteční a konečná frekvence se volí přímo na přístroji. Zrychlená analýza *Time* se volí v *Analysis option* volbou *Assume linear operation*. Pro zrychlení výpočtu se nerespektuje nelinearita součástek, což ovšem může být příčinou neplatných výsledků, pokud nelineární součástky nemají nastaven pracovní bod v lineární části charakteristiky. Tato zrychlená analýza nemá

ekvivalent v klasických algoritmech Spice.

Poslední analýzou je přechodová analýza *Transient Time-Domain Analysis*. Při této analýze EWB počítá charakteristiky jako funkci času. Každá vstupní perioda signálu je dělena na intervaly s použitím mezivýsledků stejnosměrné analýzy pro každý časový bod periody. Řešení průběhu signálu v určitém časovém okamžiku je předloženo předchozími hodnotami signálu. Využívá se extrapoláčnických metod řešení nelineárních integračních rovnic. Při úpravě matic rovnic se používá Gaussova eliminační metoda, spočívající v úpravě na trojúhelníkový tvar, protože vede k výsledku rychleji než klasické výpočty s determinanty. U stejnosměrných zdrojů se při výpočtu uvažují konstantní nastavení, u střídavých se bere v úvahu zvolený tvar průběhu signálu. U kondenzátorů a cívek je zapotřebí uvažovat jejich energetické modely. Modely pro řešení přechodných dějů v součástkách jsou řešeny pomocí lichoběžníkového pravidla. Výpočet probíhá pro každý bod ze dvou po sobě následujících period s nastavitelnou přesností výpočtu. U tohoto typu analýzy je možné také volit počáteční podmínku simulace.

Zvolíme-li *Transient* v nabídce *Analysis option*, bude počáteční nastavení pracovních bodů všech součástek rovno nule. Tento podtyp analýzy je proto vhodný pro zachycení přechodných dějů po zapnutí přístroje. Typickým případem je zachycení nabíjecí křivky kondenzátoru. Druhý typ *Steady state* (ustálený stav) začíná analýzu se stejnosměrnými pracovními body určenými součástkami obvodu. Práce s posledním podtypem analýzy odpovídá klasickému měření osciloskopem. Analýza přechodových dějů se zapíná automaticky zapojením osciloskopu do obvodu. Výpočet ustáleného stavu končí, jakmile se rozdíl napětí pro všechny uzly přestane měnit, respektive rozdíl dvou po sobě následujících údajů je menší než $5 \cdot 10^{-4}$. Během výpočtu i před dosažením ustáleného stavu je možné zapojovat a odpojovat stejnosměrné i střídavé voltmetry a měnit připojovací body osciloskopu. Výpočet se přerušuje pouze při změnách napětí nebo součástek s výjimkou proměnných pasivních prvků.

Na závěr bych zdůraznil, že princip simulace obvodů vychází z popisu topologie obvodu založeného na metodě uzlových napětí a proto musí mít každý obvod definovanou vztahnou zem (referenční uzel). To se týká i obvodů s transformátory, u nichž musí být uzemněny obě strany obvodu, anebo se obě vinutí musí propojit velmi velkým odporem.

Modely lineárních součástek

Nejjednodušší součástkou je rezistor. Uvažuje se ideální frekvenčně nezávislá součástka, popsána pomocí Ohmova zákona. Napětí na rezistoru se určuje jako rozdíl uzlových napětí (node voltage). Odpovídá to definici napětí jako rozdílu potenciálů ($U = V_2 - V_1$). Pro proud rezistorem tedy platí: $I = (V_2 - V_1)/R$. Potenciometr je realizován jako sériové spojení od-

porů s vyvedeným středem, přičemž pro první odpor platí rovnice:

$$R_1 = (\text{nastavení}/100) \cdot \text{rozsah}$$

a pro druhý odpor děliče:

$$R_2 = \text{rozsah} - R_1.$$

Nastavení v procentech maximálního odporu (rozsahu) je možné během simulace měnit stiskem předvolené klávesy oběma směry. Kondenzátor má dva modely, jednak klasický ideální model pro frekvenční analýzu s definovanou reaktancí $X_C = 1/2\pi fC$ a jednak model pro časovou analýzu, který vychází z rovnice $i = C \frac{dU}{dt}$. Úpravou rovnice se napětí vyjádří jako integrál proudu. Za použití lichoběžníkového pravidla pro numerickou integraci

$$x_{n+1} = x_n + \frac{h}{2} \left(\frac{dx_{n+1}}{dt} + \frac{dx}{dt} \right)$$

bude pro následující časový bod platit pro proud

$$i_{n+1} = \frac{2C}{h} \cdot u_{n+1} - \left(\frac{2C}{h} u_{n+1} + i_n \right).$$

Této rovnici odpovídá model paralelního spojení odporu $2C/h$ se zdrojem proudu o velikosti druhého členu rovnice. Proměnný kondenzátor opět umožňuje měnit velikost kapacity podle rovnice

$$C = (\text{nastavení}/100) \cdot \text{rozsah}.$$

Cívka je definována podobně pomocí reaktance $X_L = 2\pi fL$ a na základě vztahu $u = L \frac{di}{dt}$.

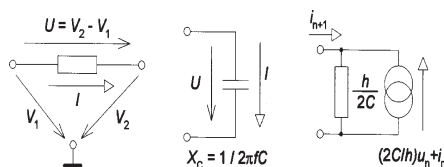
Při výpočtu proudu při stejnosměrné analýze by u ideální cívky docházelo k chybě při dělení nulou. Proto je proud cívkou definován vztahem

$$i = \frac{V_2 - V_1}{\min \text{real}}.$$

kde jmenovatel představuje nejmenší možnou velikost reálného čísla. Integraci druhé rovnice na základě lichoběžníkového pravidla dostaneme opět vztah pro proud pro simulaci v časové oblasti

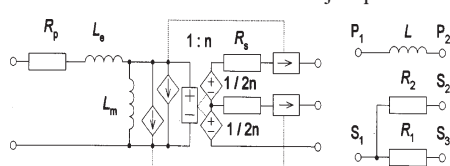
$$i_{n+1} = \frac{h}{2L} \cdot u_{n+1} + \left(\frac{h}{2L} u_n + i_n \right)$$

s podobným náhradním schématem jako u kondenzátoru. Obdobně je řešeno i nastavení laditelné indukčnosti.



Obr. 1. Model rezistoru a kondenzátoru

Transformátor má definován převod napětí $U_1 = nU_2$. Model zahrnuje rozptylovou indukčnost L (leakage inductance), magnetizační indukčnost L_m (magnetizing i.), odpor primárního vinutí R_p (primary-winding resistance) a odpor sekundárního vinutí R_s (secondary-w. r.). Protože sekundární vinutí je rozděleno na dvě poloviny, je R_s zařazen do obvodu dvakrát. Převod transformátoru lze měnit jen pro obě



Obr. 2. Model transformátoru a relé

sekundární vinutí současně a výstupní napětí může být buď menší, nebo i větší než napětí vstupní. V obrázku náhradního zapojení je převzato originální značení proudem řízených zdrojů proudu a napětím řízených zdrojů napětí.

Posledním lineární součástkou je relé. Je možné měnit indukčnost vinutí cívky a odpor kontaktů R_1 a R_2 v sepnutém a rozpojeném stavu. Pro přiblížení reality se zvlášť definuje proud pro přitažení kotvy i_{on} (turn-on current) a přidržný proud i_{hd} , který udrží relé v sepnutém stavu (holding c.). Platí samozřejmě nerovnost $i_{on} > i_{hd}$. Relé se sepne proudem větším než je i_{on} a rozpojí při zmenšení proudu pod i_{hd} . Odpor vinutí není definován a v případě potřeby je možné do série s budícím vinutím zapojit rezistor.

Modely nelineárních součástek

Modely nelineárních prvků mají odlišné parametry, než jsou udávány v katalozích, nebo které by vyplývaly např. z parametrů h tranzistoru. To je dáno použitím rovnic odvozených z algoritmů SPICE. Znalost modelů nelineárních součástek je nutná pro případnou změnu parametrů součástek, či pro vytváření nových modelů.

Nejjednoduššími nelineárními součástkami jsou žárovka a pojistka. I když ve skutečnosti je žárovka značně nelineární součástkou s prakticky desetinásobnou změnou odporu vlákna za provozu oproti odporu vlákna za studena s mocninovou závislostí proudu na napětí, nebylo k tomu při modelování žárovky přihlédnuto. Žárovka je simulována lineárním odporem definovaným podle $R = U_{2max}^2/P_{max}$. Po překročení maximální velikosti napětí na žárovce se žárovka zničí a odpor $R = \infty$. Od poloviny maximálního napětí na žárovce až do U_{max} žárovka svítí.

Pojistka je řešena podobně. Její odpor je nulový, pokud se nepřekročí nastavený proud I_{max} . Po jeho překročení se pojistka přepálí a odpor se zvětší na nekonečno. Je třeba upozornit, že u střídavých obvodů je za maximální proud považována amplituda proudu a ne efektivní hodnota.

Popis diody vychází z teoretické Shockleyovy rovnice, popisující polovodičový přechod p-n

$$I_D = I_S \left(\exp \frac{U_D}{nU_T} - 1 \right),$$

kde I_D a U_D jsou proud a napětí na diodě, U_T je teplotní napětí, které je pro pokojovou teplotu rovno 25 mV a n je opravný koeficient, který je přibližně roven jedné. Pro teplotní napětí platí rovnice

$$U_T = kT/q_e,$$

kde $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ je Boltzmanova konstanta, $q_e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ je náboj elektronu a T je teplota v kelvinech. Úpravou rovnice můžeme vyjádřit napětí

$$U_D = nU_T \ln(I_D/I_S + 1).$$

Proud I_S je zbytkový proud diodou v závěrném směru (saturation current). Typická velikost tohoto proudu je 10^{-14} A . V reálných obvodech se tento proud prudce zvětšuje s teplotou. Zvýšení teploty o deset stupňů vyvolá zdvojnásobení proudu. K úbytku napětí na diodě se podle tohoto teoretického vztahu přičítá napětí na vnitřním sériovém dynamickém odporu diody $U_i = r_s I_D$. Odpor závisí na typu diody a je přibližně 0,05 Ω . Vztahy platí pro napětí

větší než je průrazné napětí U_{BR} diody v závěrném směru (breakdown voltage). Po překročení průrazného napětí diody platí pro průrazný proud vztah

$$I_D = I_S \cdot \exp\left(\frac{-U_{BR} + U_D}{U_T} - 1\right).$$

Těmito vztahy je dioda popsána při stejnosměrné analýze.

Ve střídavých obvodech je nutné rovněž uvažovat vliv kapacity polovodičového přechodu. Vztah pro výpočet kapacity polovodičového přechodu je poměrně složité

$$C_D = \frac{\tau_I I_S}{n U_T} \exp\left(\frac{U_D}{n U_T}\right) + C_{j0} \left(1 - \frac{U_D}{\varphi_0}\right)^{-m}$$

Kapacita C_{j0} (zero-bias junction capacitance) je základní kapacita nepolarizovaného přechodu a závisí na ploše přechodu. Největší kapacitu mají usměrňovací diody, typicky od 0,1 pF do 10 pF. Dalšími veličinami v rovnici jsou zotavovací doba τ_I diody (transmission time) a prahové napětí φ_0 diody. Zotavovací doba diody je parametrem důležitým při rychlém přepínání diody a je určen časem nutným k rekombinaci nosičů při přepolování z propustného do závěrného směru. Udává se v nanosekundách. Prahové napětí diody se u křemíkových součástek pohybuje v rozmezí od 0,5 V do 0,7 V. Poslední převodová konstanta m přechodu může být v mezích od 0,33 do 0,5.

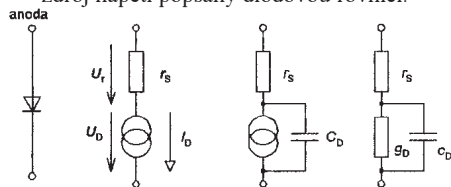
Pro malé signály v okolí pracovního bodu se místo nelineární charakteristiky uvažuje tečna k charakteristice v místě pracovního bodu. Na stejné myšlence je založeno řešení tranzistorů pomocí parametrů h . Směrnice této tečny se určí derivací funkce popisující charakteristiku diody. U voltampérové charakteristiky má směrnice tečny význam dynamické vodivosti v místě pracovního bodu diody

$$g_D = \frac{dI_D}{dU_D} = \frac{I_S}{n U_T} \frac{U_D}{e^{n U_D / U_T}}$$

Podobný princip využívá i ruční metoda řešení tranzistorových obvodů metodou beta bariéry. Rovnice pro kapacitu přechodu se upraví stejným způsobem derivací náboje podle napětí

$$c_D = \frac{dQ_D}{dU_D} \approx \tau_I g_D + C_{j0} \left(1 - \frac{U_D}{\varphi_0}\right).$$

V modelu diody je v originálním schématu zakreslen v sérii proudový zdroj s vyznačením napětí v sérii s dynamickým odporem diody. Podle mého názoru by tam ovšem měl být místo proudového zdroje zdroj napětí popsáný diodovou rovnicí.



Obr. 3. Dioda a její stejnosměrný, střídavý a linearizovaný model

Zenerova dioda je řešena jako antiparalelní spojení dvou diod v sérii s dynamickým odporem diody. Dioda, která se otevírá v závěrném směru, má zvětšeno teplotní napětí podle vztahu

$$U_T = U_z / \ln(I_z / I_s + 1).$$

Luminiscenční dioda (LED) používá stejný model jako obyčejná dioda. K luminiscenci dojde po překročení proudu I_{on}

(zpravidla 20 mA) v propustném směru. Shockleyova dioda je modelována jako řízený spínač v sérii s modelem obyčejné diody. Spínací odpor diody je funkcí stavu diody. Po překročení průrazného napětí U_s (switching voltage), které je asi 50 V, se spínačem nastaví malý sériový odpor diody. Výchozí stav s velkým odporem se nastaví po zmenšení proudu diodou pod přídržnou velikost I_h (asi 20 mA) a po uplynutí prodlevy t_q (asi 20 ms). Tato součástka není u nás příliš rozšířena, ale lze se setkat s *diakem*, který je modelován jako dvě antiparalelně zapojené Shockleyovy diody. Další součástí je závěrně blokující *tyristor* SCR (Silicon-Controlled Rectifier), který je modelován rovněž stejným způsobem. Tyristor spíná buď při překročení průrazného napětí U_{dm} (maximum forward break-over voltage) podobně jako diak, anebo při proudu do řídicí elektrody $I > I_{gt}$ (gate trigger current), popř. napětím při polarizaci tyristoru v propustném směru. Poslední možností pro sepnutí tyristoru je překročení dovolené strmosti napětí dU/dt na tyristoru (critical rate of off-state voltage rise). Tyristor se vrátí do nevodivého stavu opět po zmenšení proudu I_h pod přídržnou velikost a po uplynutí krátké prodlevy t_q (turn-off time). Stejným způsobem je modelován obousměrný tyristor *triak* jako antiparalelní spojení dvou obyčejných tyristorů. V nevodivém stavu je odpor triaku $R_s = U_{dm} / I_{dm}$ a v sepnutém je velmi malý.

Bipolární tranzistory (bipolar junction transistors) jsou popsány klasickými rovnicemi $I_E = I_C + I_B$, $\beta_{DC} = I_C / I_B = h_{FE}$ (DC current gain) a $\beta_{AC} = \Delta I_C / \Delta I_B = h_{FE}$ (small-signal current gain). Takto definovaná proudová zesílení odpovídají statickému a dynamickému parametru h_{21E} a h_{21e} . Simulace tranzistoru je založena na Gummel-Poonově modelu tranzistoru. Přechod báze-kolektor a báze emitor je popsán ideálními diodovými rovnicemi. Závislost proudového přenosu na proudu je modelována dalšími neideálními diodami, které jsou paralelně připojeny k těmto ideálním diodám. Stejnosměrný model se na střídavý rozšíří paralelním zapojením kapacit k diodám. Pro proudy v náhradním modelu tranzistoru platí vztahy

$$\begin{aligned} I_{BE2} &= I_{SE} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{n_e U_T}\right) - 1 \right], \\ I_{BC2} &= I_S \left[\exp\left(\frac{U_{BC}}{n_c U_T}\right) - 1 \right], K_{q1} = \frac{1}{1 - U_{BC} / U_A}, \\ K_{q2} &= \frac{I_S}{I_{KF}} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right], \\ K_{qb} &= \frac{K_{q1}}{2} \left(1 + \sqrt{1 + 4K_{q2}} \right), \\ I_{CT} &= I_{CE} - I_{CC} \\ I_{CE} &= \frac{I_S}{K_{qb}} \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right], \\ I_{CC} &= \frac{I_S}{K_{qb}} \left[\exp\left(\frac{U_{BC}}{U_T}\right) - 1 \right], \\ I_{BE1} &= I_S \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right], \\ I_{BC1} &= I_S \left[\exp\left(\frac{U_{BC}}{U_T}\right) - 1 \right], \end{aligned}$$

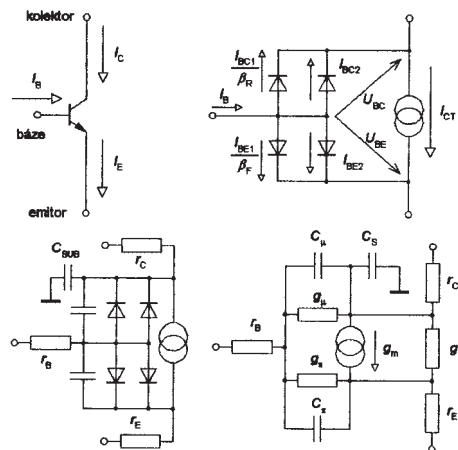
kde U_A je dopředné napětí (forward early voltage), I_{KF} je maximální proud kolena převodní charakteristiky (forward beta high-current knee-point) a I_{SE} je svodový saturační proud (base-emitter leakage saturation current). Pro parazitní kapacity přechodů tranzistorů platí:

$$C_{BE} = \frac{\tau_F I_S}{U_T} \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) + C_{je0} \left(1 - \frac{U_{BE}}{\varphi_e}\right)^{-m_e}$$

a

$$C_{BC} = \frac{\tau_R I_S}{U_T} \exp\left(\frac{U_{BC}}{U_T}\right) + C_{jc0} \left(1 - \frac{U_{BC}}{\varphi_c}\right)^{-m_c}$$

Pro volbu Assume linear operation je použit linearizovaný hybridní π BJT model tranzistoru s vodivostními parametry, definovanými na základě rovnic $g_\pi = I_B / U_T$, $g_m = I_C / U_T$, $g_o = I_C / U_A$, $g_\mu = (g_o g_\pi) / g_m$, $\beta_{ac} = g_m / g_\pi$, $C_\pi = C_{BE}$, $C_\mu = C_{BC}$, $C_s = C_{SUB}$, $i_c = g_m u_{BE} + g_o u_{ce}$, $i_c = g_\pi u_{BE} + g_\mu u_{ce}$, kde g_π je vstupní vodivost, g_μ zpětná vodivost (reverse feedback conductance), g_m strmost (transconductance) a g_o je výstupní vodivost tranzistoru.



Obr. 4. Bipolární tranzistor a jeho modely v programu EWB

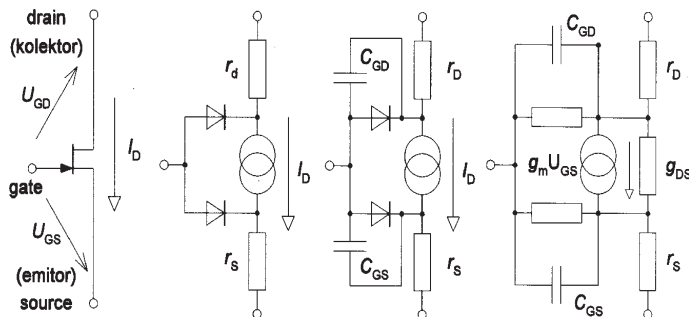
U unipolárních tranzistorů jsou použity podobné modely. Pro tranzistor JFET (Junction Field-Effect Transistor) platí charakteristická rovnice

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(OFF)}} \right]^2,$$

kde I_D je kolektorový proud (drain-to-source current), I_{DSS} je saturační proud, U_{GS} (gate-source voltage) je napětí hradlo (řídicí elektroda) emitor a $U_{GS(OFF)}$ (gate-source cutoff v.) je uzavírací napětí tranzistoru. Stejnosměrné charakteristiky tranzistoru jsou určeny nelineárním zdrojem proudu I_D . Pro dopředné (forward) charakteristiky při napětí $U_{DS} \geq 0$ platí rovnice

$$I_D = 0 \text{ pro } (U_{GS} - U_{T0}) \leq 0, \\ I_D = \beta (U_{GS} - U_{T0})^2 (1 + \lambda U_{DS})$$

pro $0 \leq (U_{GS} - U_{T0}) \leq U_{DS}$ a $\beta U_{DS} [2(U_{GS} - U_{T0}) - U_{DS}] (1 + \lambda U_{DS})$ pro $0 < U_{DS} \leq (U_{GS} - U_{T0})$. Veličiny v rovnicích jsou: U_{T0} (threshold) je ekvivalentní pojmu $U_{GS(OFF)}$ U_{DS} (drain-source v.) je napětí kolektor-emitor, λ je modulační parametr vodivého kanálu tranzistoru měřený při 1 V (channel-length modulation parameter) a $\beta = I_{DSS} / U_{GS(OFF)}^2$ je parametr strmosti tranzistoru (transconductance parametr). Pro zpětné charakteristiky při $U_{DS} < 0$ platí



Obr. 5. Modely unipolárního tranzistoru JFET v programu EWB

podobné rovnice $I_D = -\beta(U_{GS} - U_{T0})^2(1 - \lambda U_{DS})$ pro $0 < (U_{GS} - U_{T0}) \leq -U_{DS}$ a $I_D = -\beta U_{DS} [2(U_{GS} - U_{T0}) + U_{DS}] (1 - \lambda U_{DS})$ pro $0 < -U_{DS} \leq (U_{GS} - U_{T0})$. Pro linearizovaný model pro malé signály v okolí pracovního bodu jsou pomocí derivací odvozeny vztahy

$$g_m = dI_D/dU_{GS} = 2\beta U_{GS(OF)} - U_{GS} = y_{fs},$$

$$g_{DS} = dI_D/dU_{DS} = g_{GS} \cdot U_{GS}/dU_{GS} \ll 1$$

$$\text{a } g_{GD} = dI_D/dU_{GD} \ll 1.$$

Poslední dva parametry jsou velmi malé, protože diodové přechody nejsou polarizovány v propustném směru. Proud I_{GS} a I_{DS} jsou proudy diodami modelu. Parametr g_m je střídavé zesílení malých signálů (AC small-signal gain) a parametr y_{fs} je definován jako dopředná vodivost (small-signal forward admittance or transconductance). Dynamické odpory r_D a r_S zařazené v přívozech kolektoru a emitoru tvoří přibližně 10 až 15 procent celkového odporu $R_{DS(ON)}$ mezi kolektorem a emitem.

Dalším unipolárním tranzistorem je MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor FET). Tento tranzistor má řídicí elektrodu izolovanou od substrátu tenkou vrstvou SiO_2 - na rozdíl od předchozího typu, u něhož je elektroda G izolována závěrně polarizovaným polovodičovým přechodem. Pro oduhovací režim tranzistoru (depletion mode) platí stejné rovnice jako u tranzistoru JFET. U tranzistoru s obohacováním kanálu (enhancement mode), pracuje-li v kladné oblasti ($U_{GS} > U_{T0}$), platí

$$I_D = \beta(U_{GS} - U_{T0})^2,$$

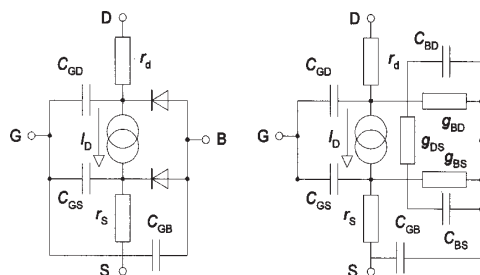
kde $\beta = I_{D(ON)}/(U_{GS} - U_{T0})^2$. Typická velikost činitele β je 0,1 až 0,3 mA/V² a u výkonových tranzistorů je zhruba tisíckrát větší. Stejnosečné charakteristiky modelu jsou opět určeny nelineárním zdrojem proudu I_D . Pro dopředné charakteristiky ($U_{DS} \geq 0$) platí

$$U_{TE} = U_{T0} + \gamma(\sqrt{\phi - U_{BS}} - \sqrt{\phi}).$$

kde γ (bulk threshold parameter) je činitel substrátu a $\phi > 0$ (surface potential at strong inversion in volts) je potenciál povrchu při napěťové inverzi.

Je-li $(U_{GS} - U_{T0}) \leq 0$, proud tranzistorem neprotéká. Pro $0 < (U_{GS} - U_{TE}) < U_{DS}$ platí

$$I_D = \beta(U_{GS} - U_{TE})^2(1 + \lambda U_{DS}).$$



Pro zbývající definiční oblast napětí je $I_D = \beta U_{DS} [2(U_{GS} - U_{TE}) - U_{DS}] (1 + \lambda U_{DS})$. Podobné rovnice platí i pro zpětné charakteristiky ($U_{DS} < 0$).

Poslední model je pro analýzu malých signálů. Klasický model Time-Domain se od stejnosměrného liší pouze přemostěním diod kapacitami.

V knize Radioelektronika autora V. Žaluda (ČVUT 1993) jsou podrobně popsány modely polovodičových prvků simulačního programu Sceptre. Tyto modely jsou prakticky totožné, z čehož lze usuzovat, že i tento simulační program je založen na stejných simulačních algoritmech SPI-CE. V knize je uveden seznam literatury a proto odkazují zájemce o hlubší studium problematiky i na tento pramen. Další doporučená literatura o počítačové simulaci, která byla uvedena v doplňku referenční příručky programu, je uvedena v tomto čísle.

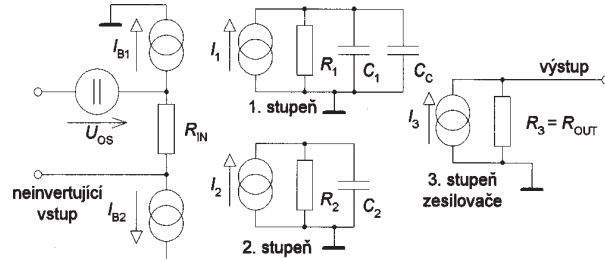
I když je možné pomocí těchto modelů základních polovodičových prvků poskládat na základě znalosti jejich vnitřního zapojení prakticky libovolné složitější obvody, jako jsou např. operační zesilovače, stabilizátory a logické obvody, nepostupuje se až na výjimky tímto způsobem. Důvodem je prudký nárůst počtu uzlů řešeného obvodu a tím i náročnost celého výpočtu. Proto se tyto obvody simulují na základě jejich vnějších projevů. Například integrovaný stabilizátor se na výstupu chová jako zdroj konstantního napětí, pokud je vstupní napětí větší než výstupní. Po překročení proudu proudové pojistky výstupní napětí klesá k nule. Tyto vnější projevy lze snadno simulovat pomocí napěťové a proudové řízených zdrojů a spínačů. Pro dosažení co nejvěrnějšího výsledku simulace se oba přístupy kombinují. Takto jsou například řešeny číslicové obvody, které mají vstupní a výstupní část tvořenou analogovými modely zdrojů, odporů a diod. Mezi takto vytvořenou analogovou vstupní a výstupní část je pak zařazen jednoduchý logický blok, který zrealizuje požadovanou logickou funkci.

Operační zesilovače

Zajímavé je i řešení operačních zesilovačů. Jednodušší model se třemi vývody je řešen pomocí zdrojů, odporů a kapacit. Model, který má vyvedeny i přívoody napá-

Obr. 6. „Ss“ a „st“ model MOSFET

Obr. 7. Lineární model operačního zesilovače



jení, se více blíží skutečnému zapojení, protože na vstupu má rozdílový stupeň realizovaný tranzistory. Mimo to jsou mezi dodávanými příklady k programu i skutečná zapojení nejznámějších operačních zesilovačů. Jako u všech simulovaných součástí jsou i u operačních zesilovačů udávány poněkud odlišné parametry oproti běžným katalogům.

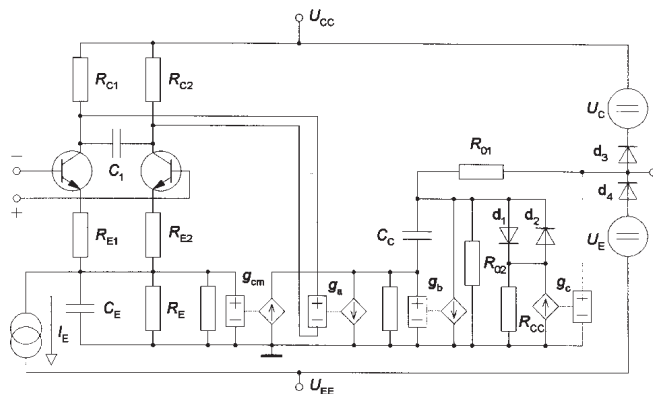
Operační zesilovač zesiluje rozdílové napětí mezi svými vstupy, takže základní rovnice popisující zesilovač je $U_{out} = A \cdot U_{DIFF}$. Zesílení bez zavedené zpětné vazby (open-loop voltage gain) je velmi velké a pro přednastavený ideální zesilovač je rovno milionu. Pro simulaci je zesilovač rozdělen na tři zesilovací stupně.

První dva stupně, které jsou zakresleny pod sebou, umožňují modelovat klasickou přenosovou charakteristiku se dvěma zlomy, při kmitočtech $f_{P1} = f_U/A = 1/2\pi R_1 C_1$ a $f_{P2} = 1/2\pi R_2 C_2$. Je možné nedefinovat kmitočet druhého lomu modulové frekvenční charakteristiky, nebo je možné zvolit kompenzační kapacitu pro frekvenční korekci operačního zesilovače. Velikost f_U je definována jako šířka pásma pro jednotkové zesílení (unity-gain bandwidth). Při tomto kmitočtu se přenos zesilovače zmenšuje k jedné, jedná se tedy o tzv. tranzitní kmitočet zesilovače. Poslední stupeň zesilovače určuje výstupní impedanci a pro proud platí $I_3 = A^{1/3} U_{IN3}/R_3$. Podobné rovnice platí i pro předchozí stupně zesilovače: $I_2 = A^{1/3} U_{IN2}/R_2$ a $I_1 = A^{1/3} U_{IN1}/R_1$. Odpory jsou $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ a poslední odpor je roven nastavitelnému výstupnímu odporu zesilovače ($R_3 = R_{OUT}$) a je velmi malý.

Napěťový zdroj zapojený do přívodu invertujícího vstupu představuje napěťovou nesymetrii U_{OS} vstupů (input offset voltage) a u předvoleného modelu je stejně jako u proudové nesymetrie I_{OS} (input offset current) nastaven na nulu. Proudové zdroje na vstupu jsou proto většinou určeny pouze vstupním proudem I_{BIAS} (input bias current) podle rovnice $I_{B1} = I_{B2} = I_{BIAS} + I_{OS}/2$. Posledními parametry, které lze zvolit, jsou vstupní odpor R_{IN} , rychlost přeběhu SR (slew rate) a maximální kladné $U_{SW(+)}$ a záporné $U_{SW(-)}$ výstupní napětí (maximum positive-negative voltage swing).

Model operačního zesilovače s pěti vývody je založen na tzv. makromodelu Boyle-Pederson-Cohn. Tento model už není lineární a simulace se proto blíží více skutečnosti. Mimo jiné je simulováno proudové a napěťové omezení výstupního signálu, vstupní a výstupní impedance atd. Obvod je opět rozdělen do tří zesilovacích stupňů. Emitorová kapacita C_E umožňuje simulovat rychlost přeběhu, pomocí zbývajících kapacit se simulují zlomy ve frekvenční charakteristice zesilovače. Spojení mezi jednotlivými zesilovacími stupni je realizováno napětím řízenými zdroji prou-

Obr. 8. Boyle-Pederson-Cohnův model operačního zesilovače



du s převodními konstantami g_{cm} , g_a a g_b . Stejný typ zdrojů a zdroje napětí, řízené proudem, byly už použity při simulaci funkce transformátoru (obr. 2). Diody s malými zdroji napětí, zapojenými na výstup, zmenšují dosažitelná výstupní napětí oproti napětí napájecích zdrojů. Při zadávání parametrů zesilovače jsou obě napětí rozlišena (power supply-voltage swing). První dvě diody s posledním řízeným zdrojem plní funkci proudového omezení. Je možné zadat velikost zkratového proudu I_{SC} (output short circuit current). Rovněž lze definovat činitel potlačení souhlasných signálů C_{MRR} (common mode rejection ratio) a fázovou bezpečnost ϕ_m (phase margin). Dále uvedené vztahy jsou uvedeny pouze pro ilustraci poměrně značné složitosti modelu (viz obr. 8):

$$I_{C1} = SR \cdot C_C / 2, C_E = 2I_C / SR, R_{C1} = 1 / 2\pi f_U C_C, \\ I_{B1} = I_{B2} = I_{BIAS} + I_{OS} / 2, \beta_1 = I_{C1} / I_{B1}, \\ \beta_2 = I_{C2} / I_{B2}, I_E = ((\beta_1 + 1) / \beta_1 + (\beta_2 + 1) / \beta_2) I_C, \\ R_E = 200 I_E / I_{S1} \approx e^{-16}, I_{S2} = I_{S1} (1 + U_{OS} / 0,025), \\ C_1 = 0,5 C_C \tan \Delta \phi, g_m = I_C / 0,02585, \\ R_{E1} = [(\beta_1 + \beta_2) / (\beta_1 + \beta_2 + 2)] [R_{C1} - (1 / g_m)], \\ g_a = 1 / R_{C1}, g_b = AR_C / (100 e^2 R_{O2}), \\ g_{cm} = g_a C_{MRR}, R_{O1} = R_{OUT} / 2, R_{O2} = R_{OUT} - R_{O1}, \\ I_X = 2I_C C_{G_b} - I_{SC}, I_{SD} = I_X \exp(-R_{O1} I_{SC} / 0,025), \\ R_{CC} = (0,025 / 100 I_X) (\ln(I_X / I_{SD})), g_c = 1 / R_{CC}, \\ U_C = U_{CC} - U_{SW(+)} + U_T \ln(I_{SC} / I_{SD}), \\ U_E = U_{EE} - U_{SW(-)} + U_T \ln(I_{SC} / I_{SD}).$$

Při volbě modelu operačního zesilovače si je zapotřebí uvědomit, že složitější model není vhodné používat vždy, protože celková doba výpočtu se prodlouží. Na druhé straně nelze používat jednodušší model tehdy, kdy by bylo například na závadu, že výstup operačního zesilovače může dodávat proud dvacet ampér. Proud je u jednoduššího modelu omezen pouze velikostí nastavitelného výstupního odporu a napájecím napětím. Rovněž lze doporučit použití složitějšího modelu u obvodů s kladnou zpětnou vazbou (generátory), které se jinak poměrně obtížně simulují.

Pro lepší orientaci v uváděných parametrech operačního zesilovače je uvedena tabulka typických údajů parametrů známého zesilovače 741.

Tab. 1. Parametry operačního zesilovače 741

Symbol	Parametr name	Default value	Uni
V_{CC}	Positive Power Supply	15	V
V_{EE}	Negative Power Supply	-15	V
C_C	Compensation capacitance	3 exp -11	F
A	Open-loop Gain	200000	Ω
R_i	Input resistance	2 exp +6	Ω
R_o	Output resistance	75	ohm
V_{OS}	Input offset voltage	0,001	V
I_{OS}	Input offset current	2 exp -8	A
I_{BS}	Input bias current	8 exp -8	A
$V_{SW(+)}$	Positive voltage swing	14	V
$V_{SW(-)}$	Negative voltage swing	-14	V
C_{MRR}	Common Mode Rejection Ratio	90	dB
I_{SC}	Output Short Circuit Current	0,025	A
SR	Slew Rate	0,5	V/ μ

V tabulce jsou pod sebou uvedeny parametry: napájecí napětí, korekční kapacita, zesílení, vstupní a výstupní odpor, na-

pětřová a proudová nesymetrie vstupů, vstupní proud, rozkmit výstupních napětí, potlačení souhlasného signálu, zkratový proud, rychlost přeběhu, tranzitní kmitočet a fázová bezpečnost zesilovače.

Číslicové a hybridní obvody

Klasické logické obvody jsou k dispozici buď jako ideální modely, nebo jako konkrétní modely obvodů z řad TTL a CMOS. U těchto složitějších modelů je definována doba čela t_r (rise time) a doba týlu impulsu t_f (fall time). Tyto doby definují délku trvání hran impulsu mezi 10 a 90 % amplitudy impulsů. Dále je možné nastavovat zpoždění impulsů pro oba směry překlápění t_{PLH} a t_{PHL} (propagation delay time, low-to-high level output, popř. p.d.t., high-to-low l. o.). Při simulování generátorů z logických hradel je zapotřebí upravit zpoždění některého z hradel, protože jinak se obvod nerozkmitá. Dále lze definovat vstupní napěťové úrovně U_{IH} a U_{IL} (high nebo low-level input voltage) a překlápěcí úroveň U_{TH} (threshold voltage). První dvě veličiny vymezují zakázaný pás a při překročení rozhodovací úrovně se mění výstupní úroveň obvodu podle obrázku.

Vstupní a výstupní obvody logických obvodů jsou simulovány velmi jednoduše jako napěťové zdroje v sérii s rezistory, které omezují proud, a s oddělovacími diodami.

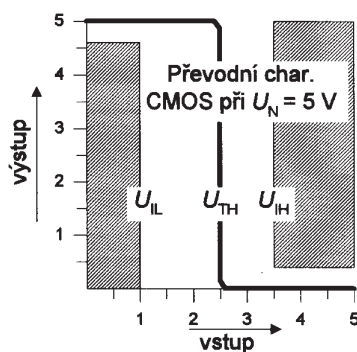
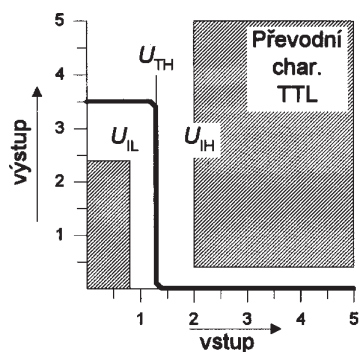
Mezi hybridní obvody se řadí časovač 555, který je vevnitř zapojen zcela klasicky jako dva komparátory (operační zesilovače) s děličem a klopným obvodem R-S se spínacím tranzistorem. Další monostabilní klopný obvod generuje impuls určený vztahem $t = R_T C_T \ln 2$. MKO se spouští buď vzestupnou hranou na vstupu A1, nebo sestupnou hranou A2. Během generování impulsu jsou ignorovány další spouštěcí impulsy. Mezi hybridní obvody se řadí i osmibitové převodníky D/A a A/D. Převodníky D/A jsou buď s napěťovým nebo proudovým výstupem. Rozpětí I_{REF+} až I_{REF-} se rozdělí na 256 dílů a pro výsledný proud platí $I_O = D(I_{REF+} - I_{REF-}) / 256$, kde D je dekadický ekvivalent binárního slova přivedeného na digitální vstupy. Podobně je řešen napěťový převodník a opačný převod A/D.

Pomocné obvody programu EWB

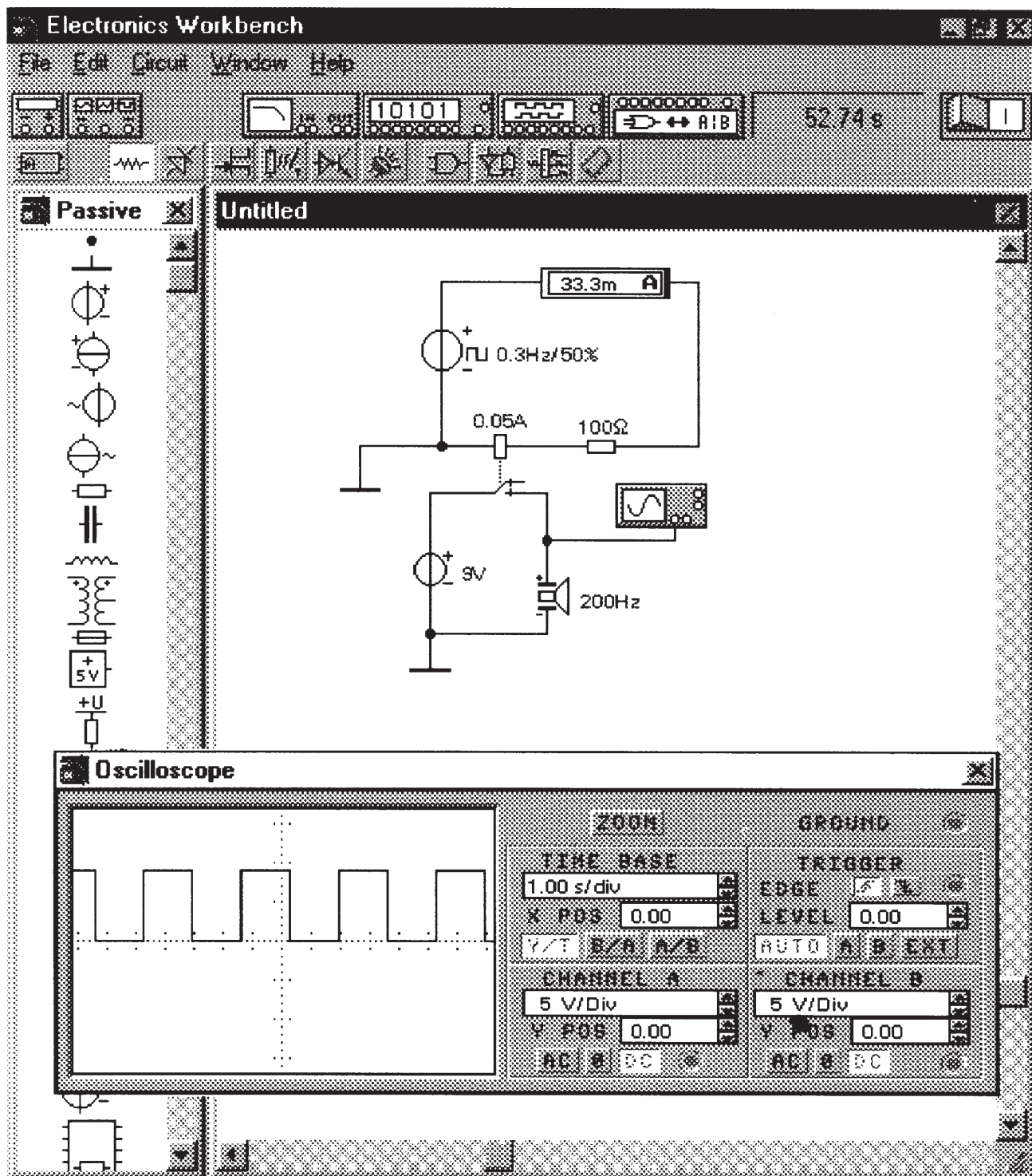
Mezi pomocné obvody lze zařadit různé řízené zdroje napětí a proudu a řízené spínače. Tyto zdroje už byly použity pro propojení zesilovacích stupňů operačního zesilovače. Bez řízených zdrojů by například nešlo zobrazit na osciloskopu napětí na součástce, která není uzemněna (např. na prostřední větvi můstku), nebo měřit zatěžovací přímkou zdroje. Rovněž jsou k dispozici napětím, proudem a časem řízené spínače. Osobně bych ještě přivítal řízené odpory. V nové verzi programu byly mezi pasivní součásti zařazeny i zdroje s amplitudovou a frekvenční modulací, což rovněž usnadňuje řešení řady obvodů, a generátor hodin (obdélníky). Pro amplitudově modulovaný signál platí

$$u_{OUT} = U_{C_{MAX}} \sin(2\pi f_c t) (1 + m \sin(2\pi f_m t)),$$

kde U_C a f_c je nosná (carrier) a m je modu-



Obr. 9. Převodní charakteristiky logických obvodů



Obr. 10. Vzhled obrazovky programu

lační index. Podobně pro frekvenčně modulovaný signál je

$$u_{\text{OUT}} = U_{\text{MAX}} \sin[2\pi f_C t + m \sin(2\pi f_M t)]$$

Velmi užitečné jsou i analogové násobičky a děličky, které supluji matematický aparát složitějších simulačních programů. Pomocí těchto obvodů je možné podobně jako u analogových počítačů dělat různé výpočty. Praktické bude např. určení průběhu výkonu, odporu, účinnosti apod. Pomocí násobičky lze například nastavit libovolnou amplitudu signálu generátoru funkcí, který nechce akceptovat desetinná místa zadání amplitudy. Pro zjednodušení složitého výpočtu je k dispozici i řízený

zdroj, jehož výstupní napětí je určeno polynomem (polynomial source)

$$U = a + bU_1 + cU_2 + dU_3 + eU_1^2 + fU_1U_2 + gU_1U_3 + hU_2^2 + iU_2U_3 + jU_3^2 + kU_1U_2U_3$$

Pouze pro úplnost uvádím, že lze zapojit i modely bezetrátového vedení (LC) a vedení se ztrátami se soustředěnými parametry (RLCG), bloky odporů a LED s komparátory (bargrafy), bzučák s nastavitelným kmitočtem, segmentovky, logické sondy, ale i speciální obvod pro uložení výsledků simulace.

Měřicí přístroje

Ampérmetry a voltmetry jsou považovány za součástky a proto jich může být v obvodu zapojeno libovolné množství. Aby se přiblížily reálným přístrojům, je možno nastavit jejich vnitřní odpor a stří-

davý (AC), nebo stejnosměrný režim měření (DC). U střídavého měření ukazují skutečnou efektivní hodnotu střídavé složky signálu, RMS (root-mean-square). Při stejnosměrném měření ukazují průměrnou (střední) hodnotu. Protože nelze nastavit integrační konstantu (setrvačnost), pomůže někdy při kolísavém signálu přemostit přístroj kondenzátorem s malou kapacitou.

Multimetr umožňuje nastavit proud, při němž se měří odpory. Rovněž umožňuje měřit napěťové úrovně v decibelech pro zvolené referenční napětí. I když je v referenční příručce uvedena možnost měřit rozdíl úrovní v decibelech přímo mezi dvěma body, nepracuje podle mých zkušeností tato funkce správně. Pro tento účel je však možné použít měřič charakteristik

dvojbranů (bode plotter). Tento přístroj změní amplitudovou a fázovou charakteristiku v nastaveném rozsahu frekvencí. Pro zobrazení je možné volit lineární i logaritmické osy. Analogové přístroje doplňují osciloskop (s možností ukládat průběh do paměti a s kurzorovým čtením údajů) a funkční generátor. Zde je zapotřebí upozornit, že na rozdíl od ostatních zdrojů, u nichž se nastavuje efektivní hodnota, se zde nastavuje amplituda proti společnému (střednímu) vývodu a výstup je symetrický. Mezi krajními svorkami je proto dvojnásobek amplitudy signálu. Signál lze stejnoměrně posouvat (offset) a měnit jeho střidu (duty cycle). Mezi přístroje pro digitální obvody patří generátor osmibitového slova, osmibitový logický analyzátor a logický převodník. Použití, možnosti a vlastnosti jednotlivých přístrojů budou ukázány na příkladech řešených obvodů v příloze.

Popis programu EWB

Pro odzkoušení jsem měl k dispozici školní verzi 4.1 programu. Program je v této verzi přepsán do dvaařicetibitového kódu pro *Windows 95* nebo *Windows NT* s možností spouštění i v šestnáctibitovém režimu pod *Windows 3.1*. Velmi sympatické je, že se celý vejde na tři diskety a zabere na disku pouze 5 Mb. Nároky na hardware nejsou velké. Jako minimální požadavek je uváděn procesor 80386 s 4 Mb RAM, myš a monitor VGA.

Instalace programu je naprosto bezproblémová - spuštěním programu *Setup* z disketové mechaniky. Program se automaticky nainstaluje podle použitých *Windows*. Jedinou volbu, kterou musíte udělat, je vybrat normu pro kreslení schématických značek. Naši normě je nejbližší norma DIN. Proti nelegálnímu kopírování je program chráněn hardwarovým klíčem. Volně šířitelná demoverze klíč samozřejmě nemá a umožňuje půlhodinu práce s programem nebo promítnutí instruktážního filmu práce s programem. V demoverzi nejsou dostupné všechny typy součástek a nelze otevřít či ukládat soubory a tisknout schémata. Protože však program běží pod *Windows*, je možné zákaz tisku obejít a přenést přes schránku sejmoutou obrazovku např. do kreslicího programu *Paintbrush*.

K programu, který je dodáván v pěkné barevné krabici, jsou dodány čtyři originální pečlivě zpracované příručky. Nejtenčí z nich uvádí poslední vylepšení programu proti verzi 4.0 a seznam příkladů zapojení, dodávaných s programem, s jejich stručným popisem. Další tenká příručka je zaměřena na využití programu při výuce. Zbývající dvě obsáhlejší publikace se spoustou obrázků jsou klasickým manuálem a podrobnou referenční technikou příručkou. Pro rychlou orientaci nechybí i soupis nejpoužívanějších příkazů a přehled dostupných integrovaných obvodů na *Quick Reference Card* na tvrdém křídovém papíře. Jako poslední je přiložen plakát, informující o doplňujících knihovnách součástek, dílů a dalších rozšiřujících modulů a dostupné literatuře k základní verzi programu. V základní školní verzi program zahrnuje 50 typů analogových součástek s 350 modely a 150 digitálních IO TTL a CMOS. Celkem je v knihovně programu 2100 různých provedení součástek od několika výrobců. Doplňující knihovny nabízejí dalších 2500 bipolárních a 3600 unipolárních tranzistorů, 4500 diod a 10000 operačních zesilovačů atd.

Firma CADware chystá i českou dokumentaci a skripta s příklady k programu.

Obsluha programu EWB

Po spuštění programu EWB se zobrazí otevřený „šuplík“ s pasivními součástkami a plocha pracovního stolu. Pro snadnější orientaci jsou součástky rozděleny na pasivní, aktivní, spínače a řízené zdroje, hybridní integrované obvody, indikátory, číslicové a uživatelské integrované obvody. Na pracovní stůl se myši přesouvají jednotlivé součástky, myši se propojí a z vrchní nabídky se vyberou elektronické měřicí přístroje, které se zapojí stejným způsobem. Dvojitým kliknutím myši na součástky obvodu lze měnit jejich parametry a stejným způsobem se zpřístupní ovládací panely přístrojů. Ovládací prvky těchto přístrojů odpovídají skutečným přístrojům. V případě nejasností je možné prvek nebo přístroj označit myši a stiskem klávesy F1 se zpřístupní kontextová nápověda. Spojovací uzly se tvoří automaticky, vodiče lze libovolně posouvat a lze měnit jejich barvu pro barevné odlišení průběhů na osciloskopu.

Není zapotřebí žádné složité nastavování typu simulace, protože ta se volí automaticky připojením přístroje. Pro hlubší pochopení způsobu práce programem slouží velmi podrobná referenční technická příručka. Pro snadné zvládnutí práce s programem je spolu s programem dodávána sada vyřešených zapojení, pokrývající celou oblast analogové i digitální elektroniky. Vybrané vzorové příklady jsou přitom podrobně popsány i v manuálu.

Shrnutí

Program vyniká uživatelskou přívětivostí, názorností a možností uplatnit vlastní tvůrčí nápady. Jako učitel odborných předmětů na elektropředmětové bych tento program vřele doporučil do výuky, protože může značně zkrátit čas, nutný pro pochopení základních elektronických obvodů. A to ani nemluví o motivaci studentů, protože klasických *bastlířů* rapidně ubývá, stejně jako přibývá na naší škole žáků, které to, co „nevyleze z počítače“, vůbec nezajímá.

To ovšem neznamená, že je tento program dokonalý. Největší problémy jsou se simulací kmitavých obvodů. Většinou pomůže nastavit v podmínkách simulace typ *TRANSIENT* a zvětšovat počet bodů simulace a zmenšovat přesnost výpočtu. Pro samovolné rozkmitání obvodu je vhodné nepoužívat přednastavené ideální prvky, ale zapojit některý konkrétní typ součástky. Často pomůže i malá změna hodnot prvků, nebo napájecího napětí. Rovněž lze obvod rozkmitat velmi krátkým připojením zdroje signálu na vstup přes časový spínač. Velmi pečlivě je zapotřebí volit i referenční bod (zem). U zapojení s operačními zesilovači někdy pomůže místo logické volby středu napájecích zdrojů zvolit jako referenční bod záporné napájecí napětí. Občas u zapojení s uživatelskými podobody zdánlivě neplatí Kirchhoffovy zákony. To může být způsobeno buď použitím řízených zdrojů, nebo vnitřním uzemněním některých uzlů obvodu. Na další drobné nedostatky je upozorněno u simulovaných příkladů v příloze.

Pro vážnější návrhářskou práci jsou k dispozici dokonalejší programy, jako je např. již vzpomínaný *MicroCap*, který má mnohem větší simulační možnosti. Také je což je dáno trochu jinou kupní silou obyvatel Kanady a České republiky. Školní

verze přijde na 11 450 Kč (podzim 96) a profesionální verze je dvakrát dražší. Při větším množství instalací poskytuje firma CADware z Liberce slevy. Domů si tedy tento program pravděpodobně nekoupíte, ale myslím si, že na odborných školách by tento program chybět neměl. A my ostatní si můžeme alespoň pohrát s volně šířitelnou demoverzí.

Demoverzi EWB4.1 a také demoverzi nejnovější profesionální verze EWB-EDA si lze „stáhnout“ z Internetu na adrese „interactiv.com“. Vzhledem ke vzdálenosti (Kanada) a velikosti souboru (3M) to chce trpělivost a trochu štěstí.

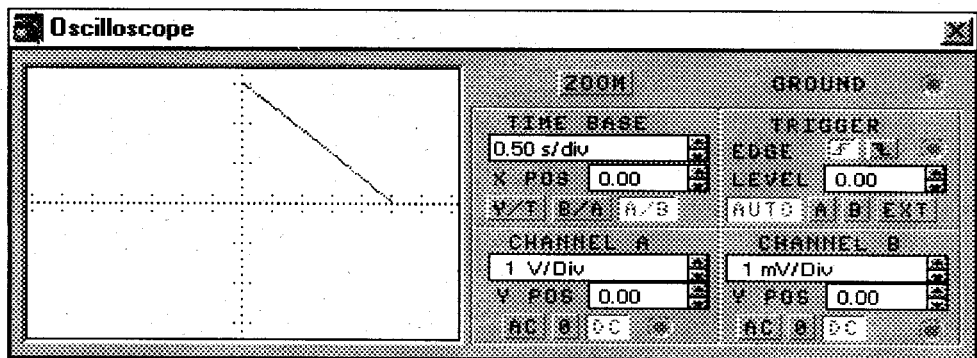
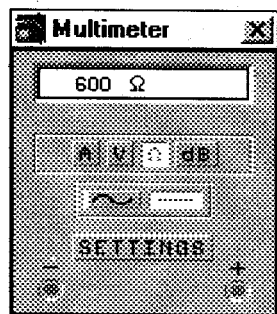
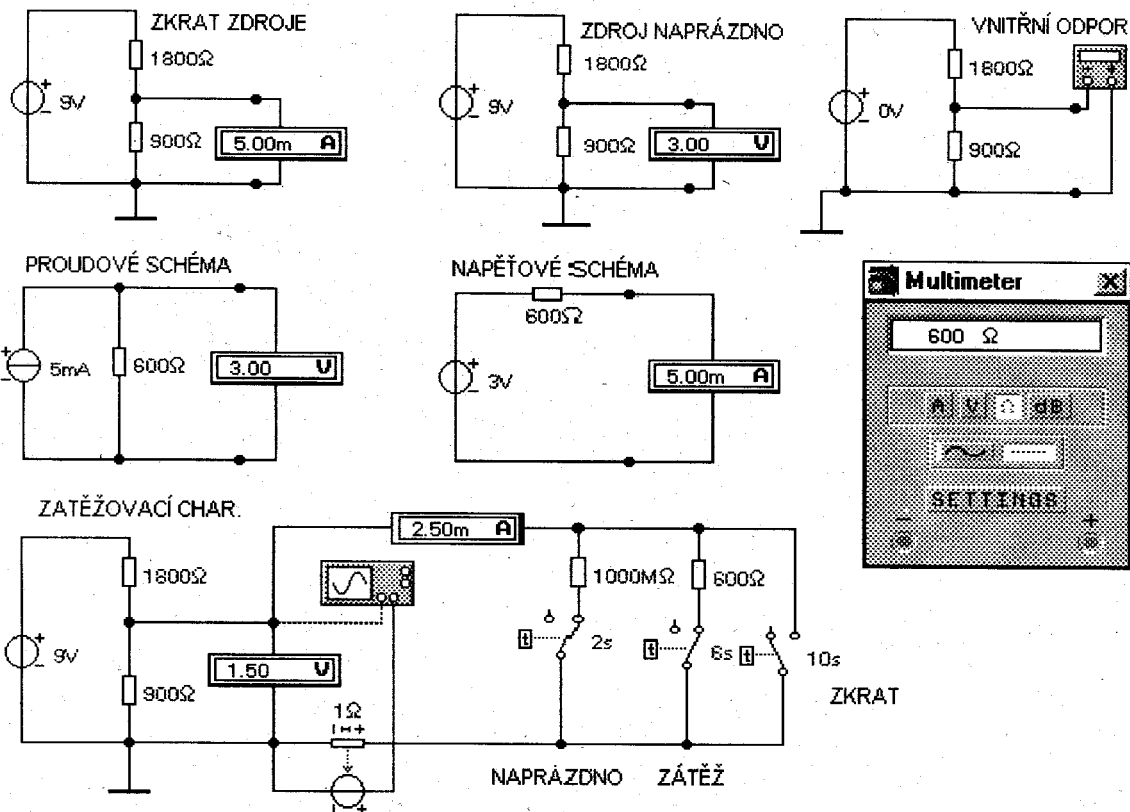
Na závěr bych ještě zdůraznil, že simulovaný obvod není totožný s reálným zapojením. To znamená, že úspěšná simulace ještě nezaručí správnou funkci obvodu. A to platí i opačně.

Seznam použité literatury

- Electronics Workbench - technical reference. Interactive Image Technologies Ltd., Toronto 1996.
Mišurec, J.: Technika analogových obvodů - počítačová simulace. VUT Brno 1994.
Musil, V. a kol.: Počítačový návrh integrovaných obvodů I. VUT Brno 1992.
Žalud, V.: Radioelektronika. ČVUT Praha 1993.
Kolombet, E. a kol.: Využití analogových integrovaných obvodů. Alfa: Bratislava 1990.
Mráz, Z.: Řídicí členy elektrických pohonů. VUT Brno 1988.
Vrba, K. - Vrba, K.: Technika analogových obvodů a systémů (sbírka příkladů). VUT Brno 1987.
Limann, O. - Pelka, H.: Elektronika bez balastu. Alfa: Bratislava 1987.
Punčochář, J.: Operační zesilovače. BEN: Praha 1996.
Běžné ročníky časopisů ARB a KTE.

Literatura uvedená v příloze referenční příručky EWB

- Antognetti, Paolo and Massobrio, Giuseppe, eds.*: Semiconductor Device Modeling with SPICE. McGraw-Hill Inc.: New York 1988.
De Graaf and Klaassen: Compact Transistor Modelling for Circuit Design. Springer-Verlag: Berlin 1989.
Getreu, Ian.: Modeling the Bipolar Transistor. Tektronix, Inc.: Beaverton, Oregon 1976.
McCalla, W. J.: Fundamentals of Computer-Aided Circuit Simulation. Kluwer Academic 1988.
Meares, L. G. and Hymowitz, C. E.: Simulating with SPICE. INTUSOFT: San Pedro CA 1988.
Nagel, Laurence W. and Pederson, D. O.: SPICE. University of California: Berkeley ERL-M382, 1973.
Nagel, Laurence W.: SPICE2: A Computer Program To Simulate Semiconductor Circuits. University of California, ERL-M520, 1975.
Rashid, Muhammad H.: SPICE for Circuits and Electronics Using Pspice. Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ 1990.
Selberherr, S.: Analysis and Simulation of Semiconductor Devices. Springer-Verlag: Berlin 1984.
Thrope, Thomas W.: Computerized Circuit Analysis with SPICE: A Complete Guide to SPICE with Applications. John Wiley & Sons: New York 1992.
Tuinenga, Paul W.: SPICE: A Guide to Circuit Simulation & Analysis Using PSpice. Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ 1988.

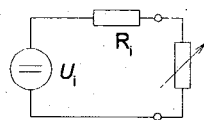
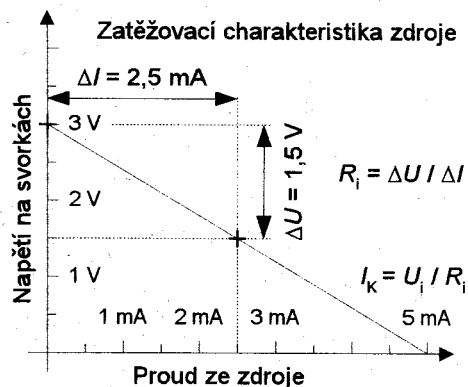


Náhradní zdroj

Původní zapojení děliče, proudové náhradní schéma zdroje podle Nortonovy věty a napětové náhradní schéma podle Théveninovy věty mají stejné vlastnosti. To znamená, že jejich zkratový proud, napětí naprázdno a tedy i vnitřní odpor je shodný. Původní dělič i náhradní zapojení mají stejnou zatěžovací charakteristiku a do stejného spotřebiče dodají stejný proud při shodném svorkovém napětí.

Při výpočtu náhradního schématu se nejdříve vypočítá zkratový proud děliče $I_K = 9 \text{ V} / 1800 \text{ W}$ a napětí naprázdno tohoto zdroje $U_i = 9 \text{ V} \cdot 900 \text{ W} / (900 \text{ W} + 1800 \text{ W})$. Podíl těchto veličin je vnitřní odpor zdroje $R_i = U_i / I_K$. Vnitřní odpor lze určit také ze schématu po náhradě zdrojů jejich vnitřním odporem. Napětové zdroje se nahradí zkratem a proudové zdroje rozpojením obvodu, protože ideální zdroje mají nulový a nekonečný odpor. V našem případě je tedy vnitřní odpor tvořen paralelní kombinací obou odporů děliče.

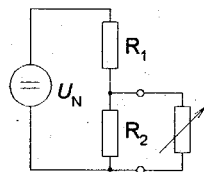
Při návrhu děliče se postupuje opačným směrem. Pro požadovanou tvrdost děliče (zdroje), jeho přenos a napájecí napětí se odvodí velikost odporů. Ve shodě s obrázkem budeme požadovat snížení napětí zdroje z 9 V na 3 V tak, aby při odběru proudu 2,5 mA nekleslo napětí pod 1,5 V. Řešení, uvedené na dalším obrázku, je optimální, protože děličem teče minimální příčný proud a výkonová ztráta děliče je minimální.



$$R_i = \Delta U / \Delta I$$

$$I_K = U_i / R_i$$

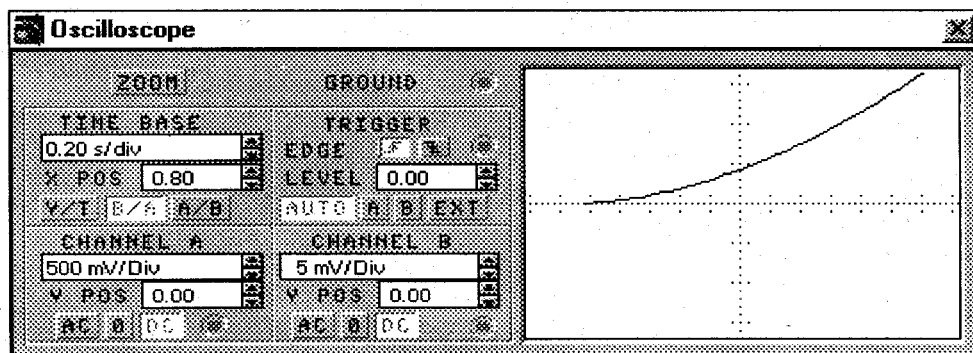
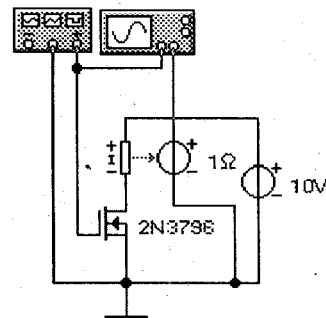
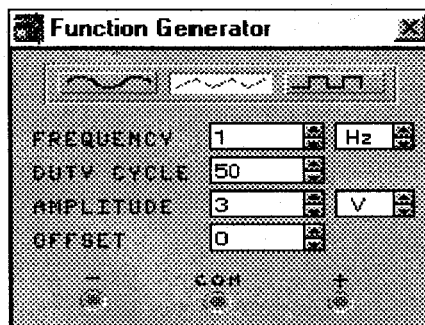
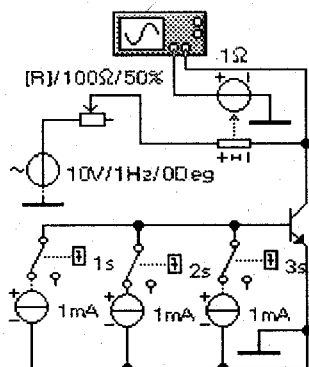
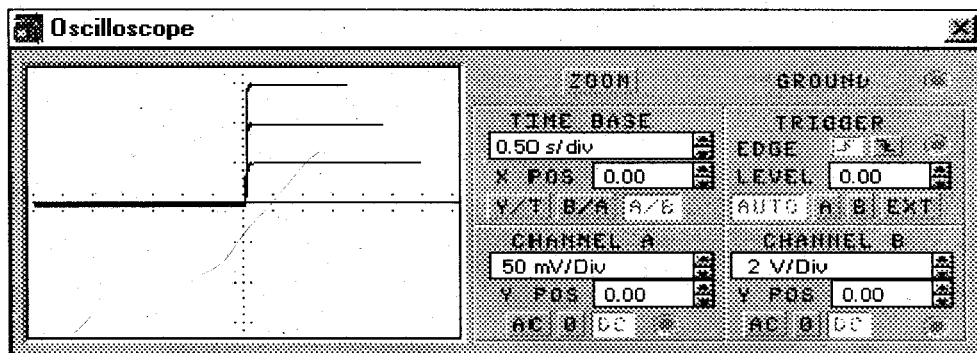
$$R_i = U_N / I_K$$



$$R_2 = \frac{U_i}{U_N - U_i} \cdot R_i$$

nebo

$$R_2 = \frac{R_i \cdot R_i}{R_i - R_i}$$

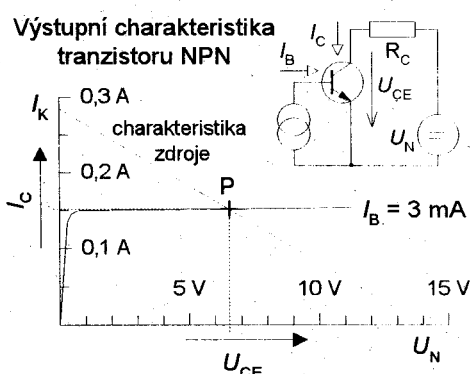


Voltampérové charakteristiky

Program EWB neumožňuje jednoduchým způsobem realizovat *stejnoseměrnou analýzu*. Rozmítání zdroje je ale možné nahradit střídavým, popř. usměrněným zdrojem napětí nebo proudu. Pro zobrazení závislosti dvou veličin je nutné zvolit na osciloskopu režim A/B (B/A) a veličiny převést na napětí vztažená proti společné zemi. Pro tento účel lze použít řízené zdroje. Při použití polyfunkčního zdroje, nebo násobiček a děliček je možné zobrazit i průběh výkonu nebo impedance.

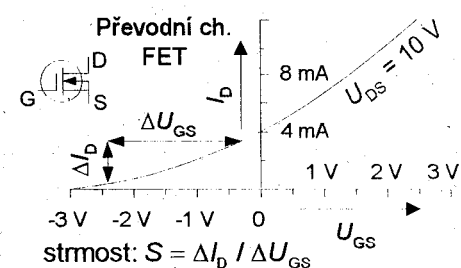
Pro zobrazení výstupních charakteristik bipolárního tranzistoru je zapotřebí navíc nastavovat jako parametr proud do báze. Není nutné sestavit generátor schodového průběhu proudu, protože jednodušší je využít časové spínače. Napětím řízené spínače, které by bylo možné řídit pomocným proměnným napětím, nepracují spolehlivě, protože mají sklon k vzájemnému ovlivňování. Koncové body charakteristik tranzistoru leží na zatěžovací přímce určené amplitudou napájecího napětí a velikostí zatěžovacího odporu a představují grafické řešení obvodu. Charakteristiky tranzistoru jsou zobrazeny i pro nepoužívanou opačnou polaritu napětí.

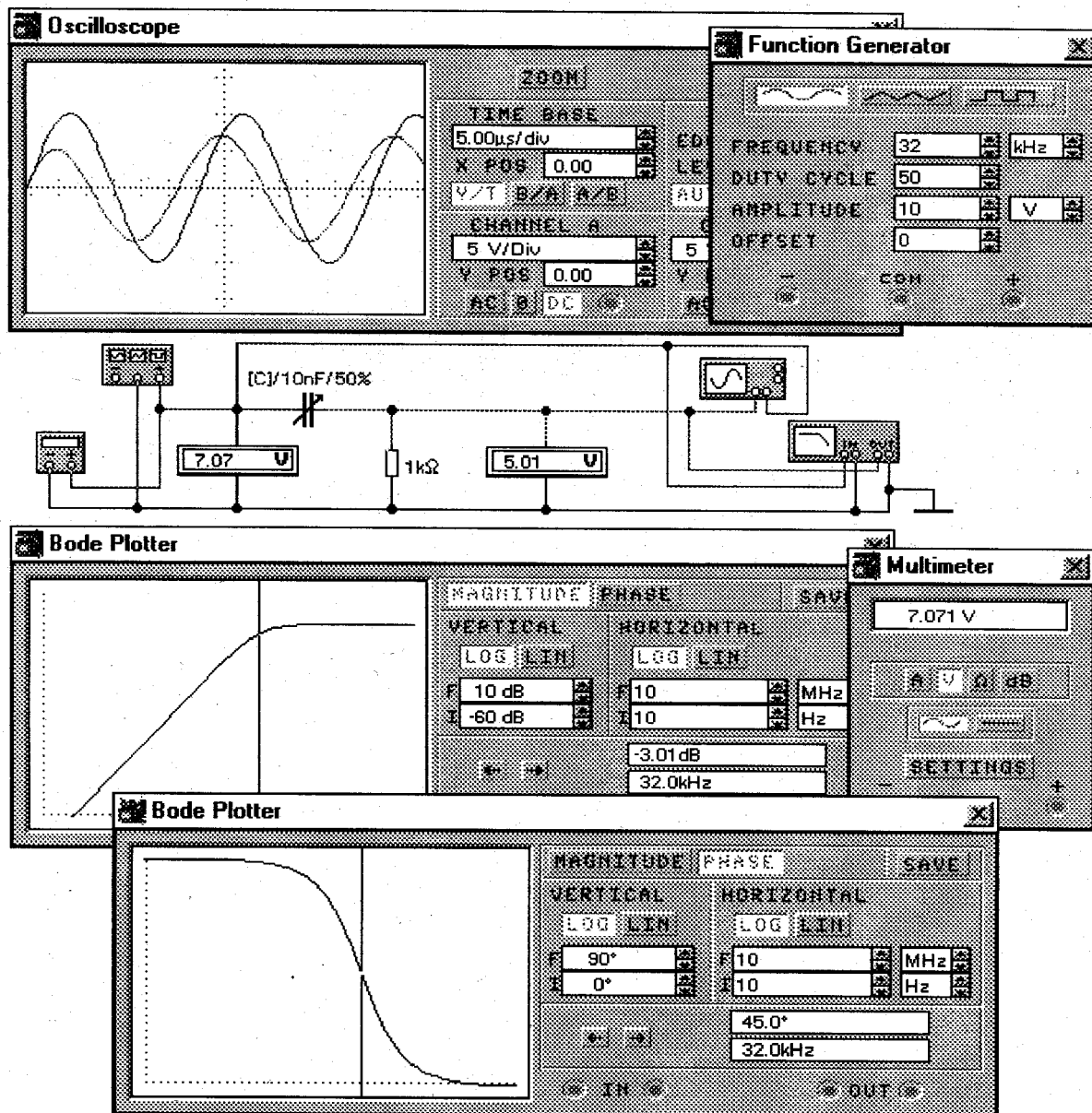
Převodní charakteristika unipolárního tranzistoru svým tvarem připomíná charakteristiky z dob elektronek. Zařazením miliampérmetru, který bude měřit kolektorový proud, je možné tímto způsobem sestavit primitivní voltmetr s velkým odpozem.



$$R_i = R_c \quad U_i = U_N \quad I_k = U_N / R_c$$

$$\text{proudové zesílení: } h_{21E} = I_C / I_B$$





Horní propust

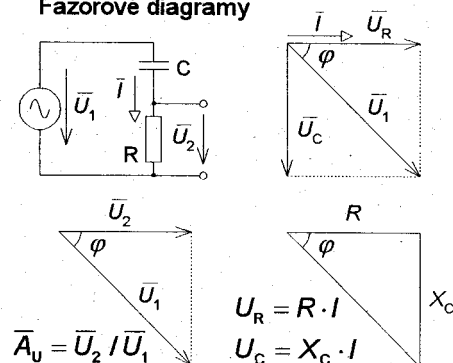
Na schématu je zakreslena nejednodušší laditelná horní propust známá i pod názvem derivační článek. Je zachycen stav při mezním kmitočtu, při kterém je přenos -3 dB (0,707) a fázový posuv mezi výstupním a vstupním napětí je 45° (T/8).

Ladit propust je možné bez přerušení simulace změnou velikosti kapacity kondenzátoru povelom z klávesnice. Změna se okamžitě projeví na panelech všech měřících přístrojů.

Nastavení kmitočtu a tvaru signálu generátoru nemá vliv na měřič charakteristik, který používá pro rozmítání harmonický signál v nastaveném rozmezí kmitočtů. Voltmetry je nutné přepnout do střídavého režimu (AC). Na rozdíl od generátoru, u kterého se nastavuje amplituda napětí, měří voltmetry efektivní hodnotu napětí. Efektivní hodnota se nastavuje i u ostatních střídavých zdrojů. Protože funkční generátor má symetrický výstup, je zapotřebí dávat pozor na jeho správné zapojení do obvodu. V případě pochybností se vyplatí zkontrolovat vstupní napětí voltmetrem. Tento postup je koneckonců běžný i při reálném měření, protože některé generátory mají indikátor úrovně konstruován tak, že ukazuje správnou hodnotu, pouze při zatížení jmenovitou impedancí (zpravidla 600 W).

Zajímavý je i tvar výstupního signálu, je-li na vstupu obdélníkový signál. Derivační článek se totiž často používá v tvarovacích obvodech k získání úzkých derivačních špiček.

Fázorové diagramy



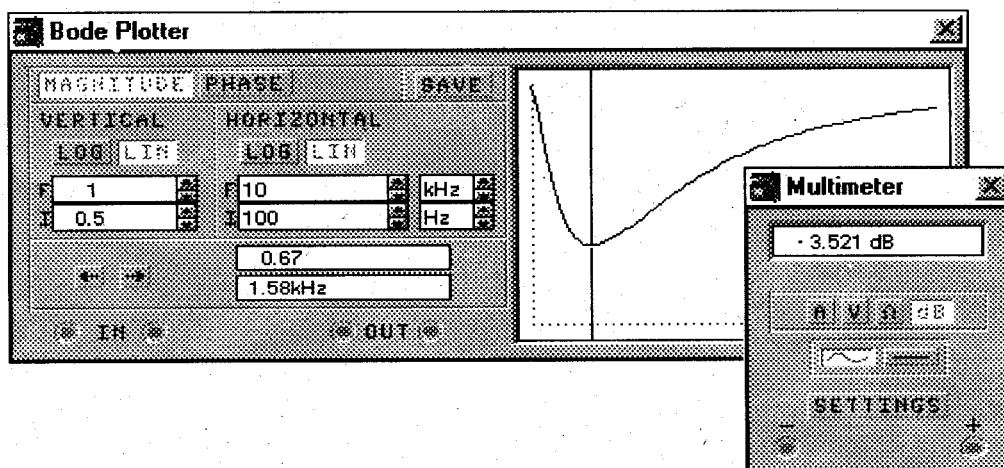
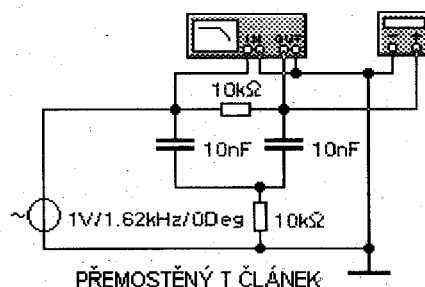
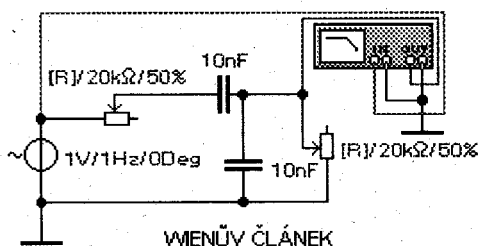
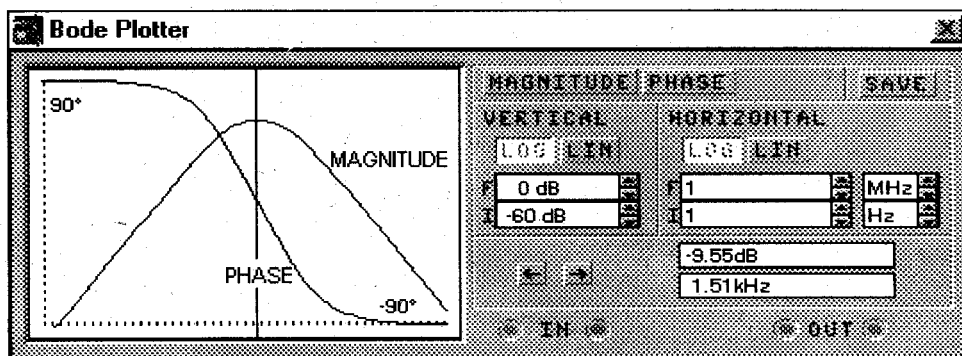
$$A_u = \cos \varphi \quad \varphi = \arctg(X_C / R)$$

při mezním kmitočtu je $X_C = R$

$$f_{\text{MEZ}} = \frac{1}{2\pi RC} \quad \left(X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \right)$$

$$\bar{A}_u = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} \quad \left(\bar{Z}_1 = \frac{-j}{2\pi f C}; \bar{Z}_2 = R \right)$$

$$\bar{A}_u = \frac{1}{1 - j(\omega RC)} = \frac{1}{1 - jf_{\text{MEZ}} / f}$$



Pásmová propust a zádrž

I když mají teoreticky lepší vlastnosti filtry složené z cívek a kondenzátorů, používají se často i jednoduché RC filtry, které jsou levnější a snadno realizovatelné. U pásmových propustí se často definuje tzv. šířka pásma B jako oblast kmitočtů, ve které nepoklesne přenos pod určitou hodnotu (zpravidla pokles o tři decibely oproti maximu). Další významnou vlastností filtru je strmost poklesu přenosu pro nežádoucí kmitočty. U pasivních RC filtrů bývá tento pokles malý a je většinou 20 dB na dekádu (dekáda je desetinásobná změna kmitočtu a 20 dB odpovídá desetinásobné změně přenosu). Stejný pokles se někdy uvádí jako šest decibelů na oktávu.

Wienův článek se používá v jednoduchých RC generátorech pro nastavení kmitočtu oscilací. Výhodou je možnost přeladění současnou změnou dvou prvků a reálný přenos bez fázového posuvu při kvazirezonančním kmitočtu. Stejně vlastnosti jako Wienův článek má i kaskádní spojení horní a dolní propusti tvořené derivačním a integračním článkem.

Pásmová zádrž tvořená přemostěným T článkem, má poměrně malý útlum a proto byly zvoleny lineární souřadnice na měřiči charakteristik. Nejlepší potlačení vybraného kmitočtu lze dosáhnout u dvojitého T článku, který může mít teoreticky nastaven pro vybraný kmitočet nulový přenos. Bohužel se při tomto kmitočtu také mění skokem fáze, což je nevýhodné.

Přenos dvojbranu: $\bar{A}_u = \bar{U}_2 / \bar{U}_1$

$$\bar{A}_u = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} = \frac{1}{\bar{Z}_1 / \bar{Z}_2 + 1} = \frac{1}{\bar{Z}_1 \cdot \bar{Y}_2 + 1}$$

u Wienova článku je:

$$\bar{Z}_1 = R - j/\omega C \quad \text{a} \quad \bar{Y}_2 = 1/R + j\omega C$$

$$\bar{A}_u = \frac{1}{3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)}$$

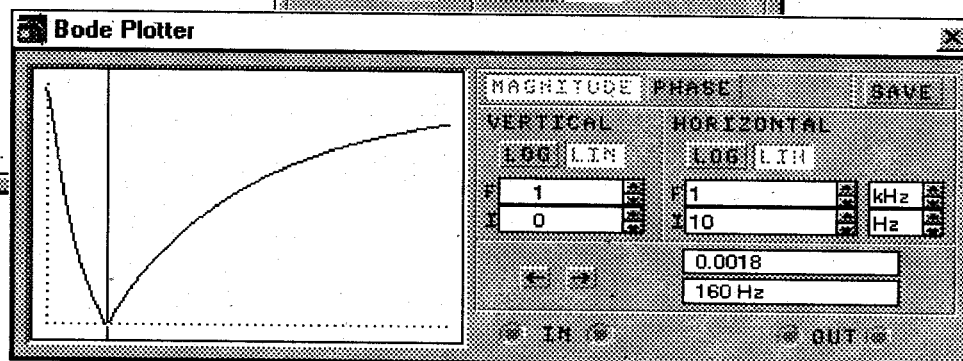
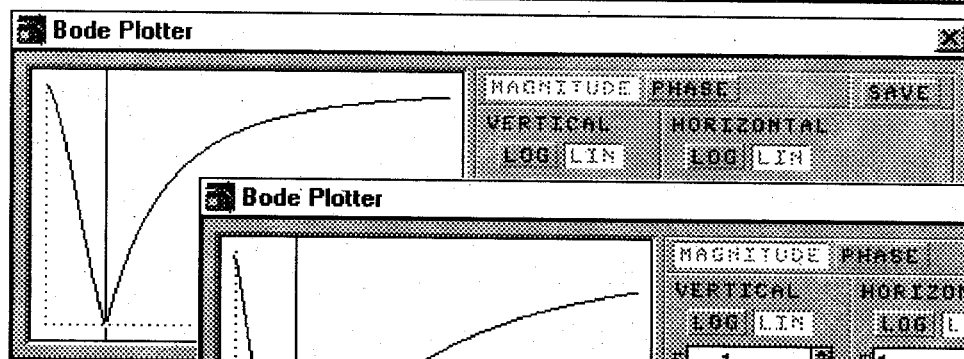
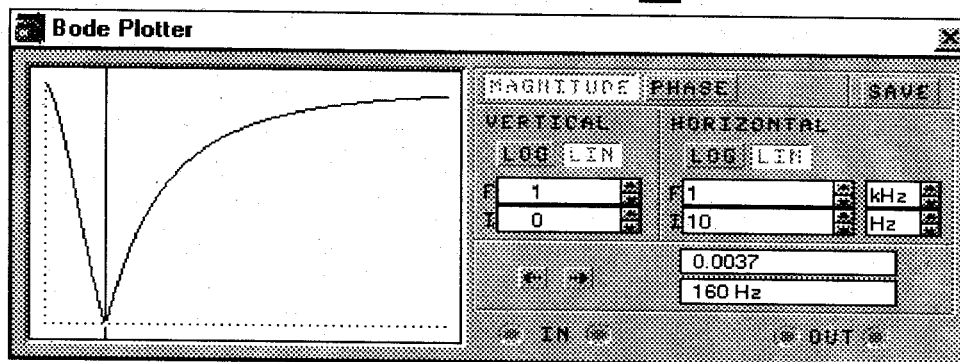
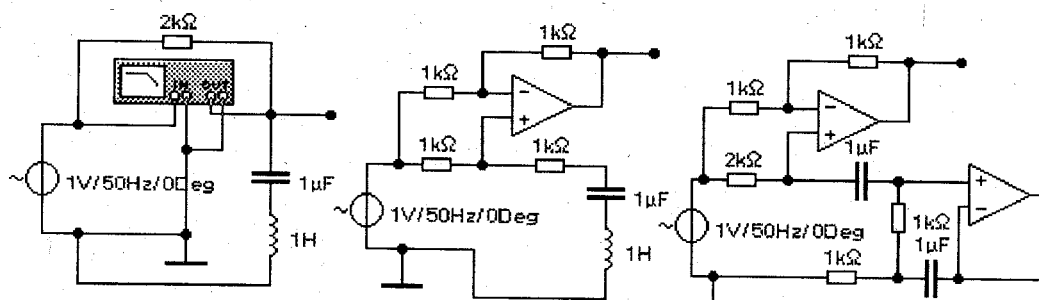
při kmitočtu: $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ je $\bar{A}_u = \frac{1}{3}$

$$|\bar{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + (\omega / \omega_0 - \omega_0 / \omega)^2}}$$

$$\varphi = \arctg \frac{\text{Im} \bar{A}_u}{\text{Re} \bar{A}_u} = -\arctg \left[\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) / 3 \right]$$

Pro výpočet přenosu T článku se schéma upraví transfigurací $\nabla \Rightarrow Y$

$$\bar{A}_u = \frac{(\omega RC - 1/\omega RC) - 2j}{(\omega RC - 1/\omega RC) - 3j} \quad \text{při } f_0 \text{ je } \frac{2}{3}$$

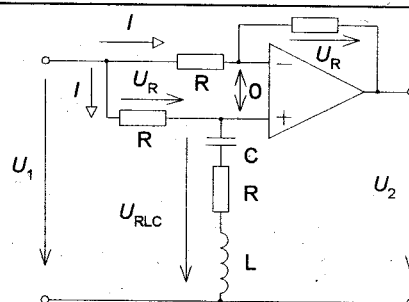


Aktivní pásmová zadrž

Jako pásmovou zadrž je možné zapojit i reálný sériový rezonanční obvod s malou jakostí. Při rezonanci sice obvodem protéká maximální proud a na kondenzátoru i na cívce je maximální možné napětí, ale výstupní napětí se netypicky odebírá na sériovém spojení cívky s kondenzátorem. Napětí jsou sice maximální, ale mají opačný směr a proto se při vektorovém součtu ruší. Horší je to s průběhem fáze, která se skokem mění o stoosmdesát stupňů.

Druhé zapojení s operačním zesilovačem se chová naprosto stejně a má i stejnou rovnici pro přenos. Důležité je, že se oddělil rezonanční obvod od vstupního obvodu a cívka s odporem je pohromadě. To umožňuje nahradit klasickou cívku syntetickou indukčností. Syntetické indukčnosti mají totiž většinou náhradní schéma tvořené sériovým spojením odporu s indukčností, což při této topologii obvodu není na závadu.

U posledního zapojení zadrže byla cívka nahrazena uměle vytvořenou elektronickou indukčností. Oproti očekávání není charakteristika úplně totožná s předchozími. Buď bylo při návrhu něco opomenuto, anebo se projevují omezení daná operačním zesilovačem. Zapojení nejsou samozřejmě zcela ekvivalentní. Největší omezení je kladeno na amplitudu vstupního napětí, která oproti klasickému řešení nemůže být příliš velká. Rovněž se může projevit omezená rychlost OZ.



přenos filtru je: $\bar{A}_U = \bar{U}_2 / \bar{U}_1$

$$\bar{U}_2 = -\bar{U}_R + \bar{U}_{RLC} \quad \bar{U}_1 = \bar{U}_R + \bar{U}_{RLC}$$

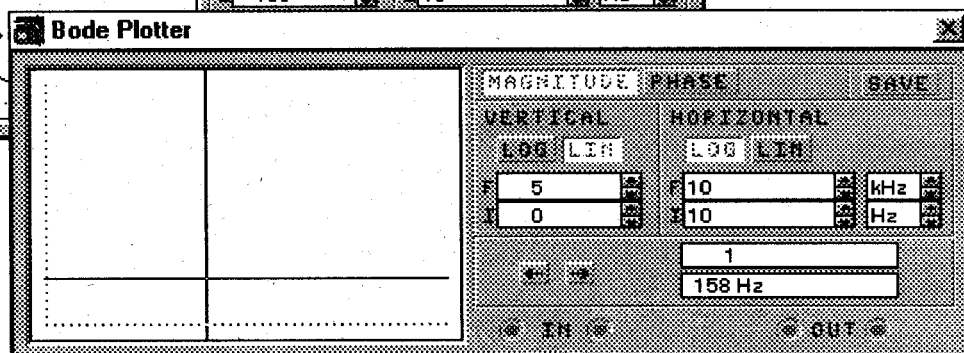
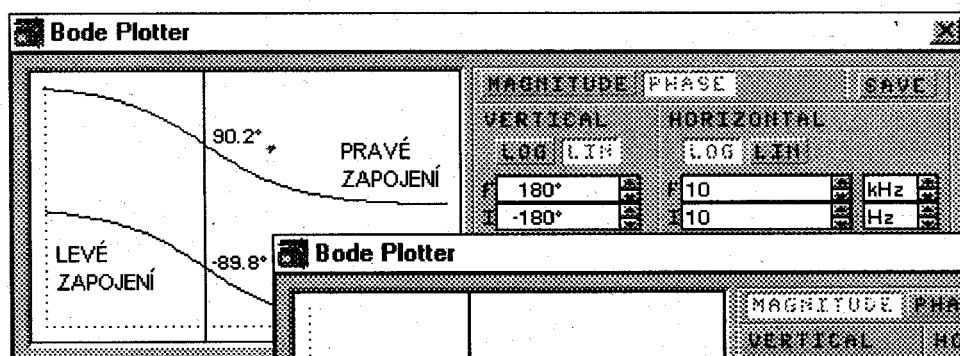
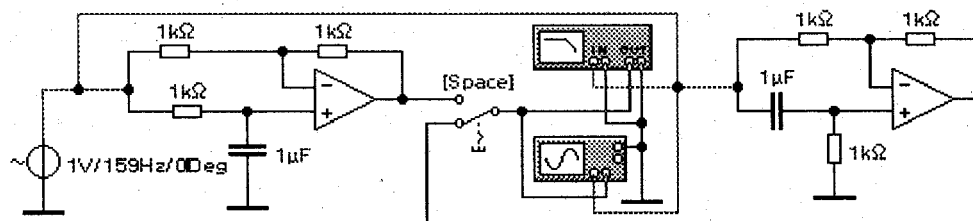
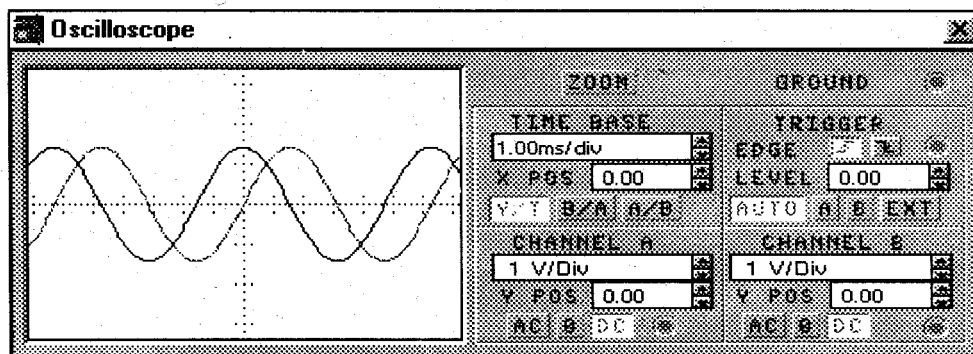
$$\bar{A}_U = \frac{\bar{U}_{RLC} - \bar{U}_R}{\bar{U}_{RLC} + \bar{U}_R} \cdot \frac{1/\bar{I}_R}{1/\bar{I}_R} = \frac{\bar{Z} - R}{\bar{Z} + R}$$

$$\bar{A}_U = \frac{j(\omega L - 1/\omega C)}{2R + j(\omega L - 1/\omega C)}$$

platí Thomsonův vztah:

$$|\bar{X}_L| = |\bar{X}_C| \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\text{činitel jakosti : } Q = \frac{\omega_0 L}{2R} = \frac{\sqrt{L/C}}{2R}$$

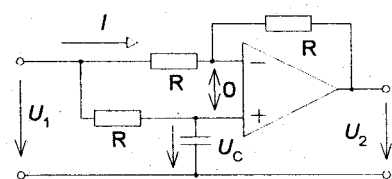


Fázovací články

Tyto obvody se rovněž řadí mezi aktivní filtry. Velikost jejich přenosu je konstantní, pouze se mění fázový posuv (zpoždění) mezi výstupním a vstupním napětím. V komplexní rovině by charakteristiky měly tvar půlkružnic se středem v počátku.

Zajímavý je stav čistě imaginárního přenosu (+j nebo -j). Fázový posuv je v tomto případě buď +90° nebo -90° podle typu článku. Pokud by se články zapojily kaskádně za sebou a uzavřela se zpětná vazba z výstupu druhého článku na vstup prvního, vznikne jednoduchý oscilátor. V ideálním případě je totiž splněna oscilační podmínka (+j · -j = 1). Musela by se ovšem opět vyřešit otázka stabilizace amplitudy kmitů.

Podobný princip využívají i oscilátory s posouvanou fází. Původně záporná zpětná vazba se pomocí jednoduchých pasivních integračních nebo derivačních článků pro jediný kmitočet změni (fázově posune) v kladnou. Celkový potřebný posuv je 180°. Ten se většinou rozdělí na tři kaskádně zapojené články. Neuvažujeme-li vzájemné zatížení článků (např. při použití oddělovacích zesilovačů), připadá na každý článek fázový posuv 60°. Nakreslíme-li fázorový diagram sériového spojení odporu s kondenzátorem a označíme-li v něm vstupní a výstupní napětí, zjistíme, že velikost přenosu článku je rovna kosinu fázového posuvu (0,5). Pro splnění oscilační podmínky musí být proto celkové zesílení rovno osmi.



Pro výstup integračního článku platí:

$$\bar{U}_c = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} \cdot \bar{U}_1 = \frac{1}{j\omega RC + 1} \cdot \bar{U}_1$$

$$\bar{I} = (\bar{U}_1 - \bar{U}_c)/R = (\bar{U}_c - \bar{U}_2)/R$$

$$\bar{U}_2 = 2\bar{U}_c - \bar{U}_1 = 2\bar{U}_1 / (j\omega RC + 1) - \bar{U}_1$$

$$\bar{A}_u = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{X_1 \exp(j\varphi_1)}{X_2 \exp(j\varphi_2)}$$

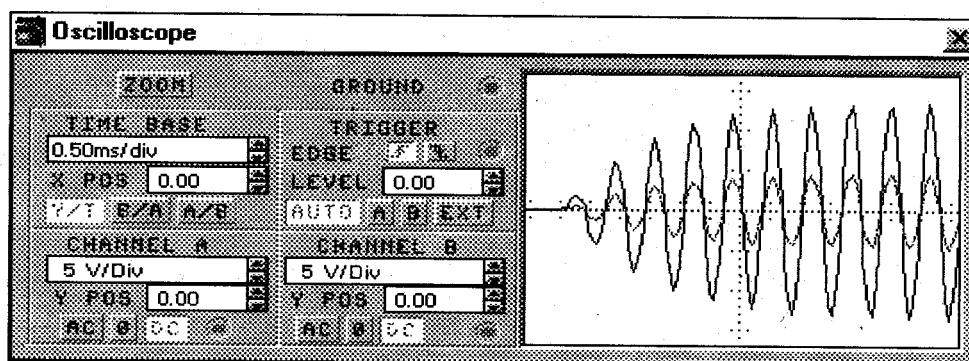
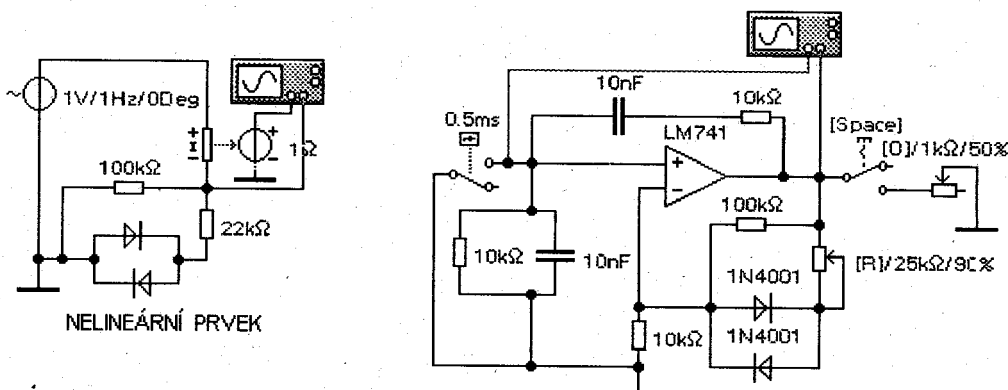
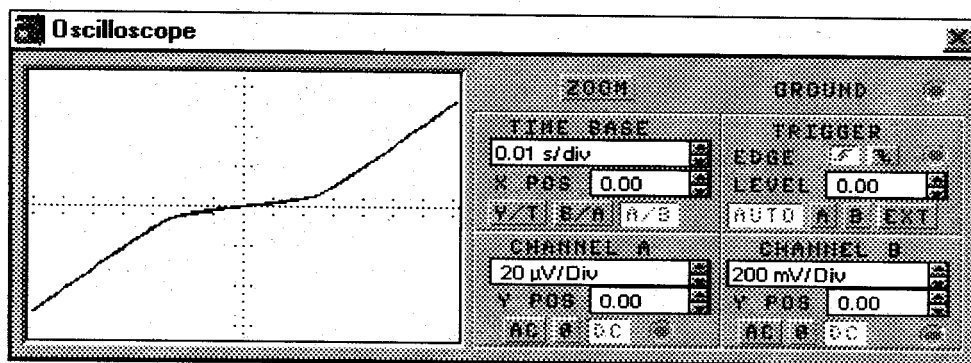
Velikosti komplexních čísel jsou shodné

$$X = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} \quad \text{a} \quad \varphi = \arctg(\text{Im}/\text{Re})$$

$$\bar{A}_u = 1 \cdot \exp[-j2\arctg(\omega RC)]$$

při kmitočtu $\omega = 1/RC$ bude přenos:

$$\bar{A}_u = -j \quad \text{neboli} \quad \bar{A}_u = 1 \cdot \exp(-j90^\circ)$$

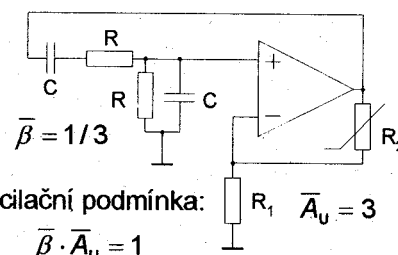
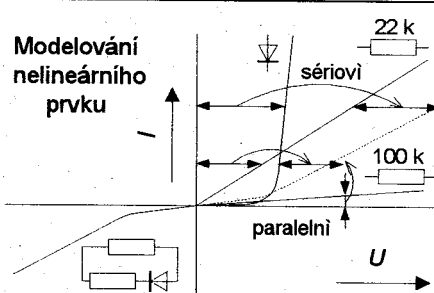


Wienův oscilátor

Protože Wienův článek tvořený stejnými prvky R a C má při kvazirezonančním kmitočtu přenos $A_u = 1/3$, musí neinvertující zesilovač v ideálním případě zesilovat třikrát, aby byla splněna oscilační podmínka. V reálném zapojení musí být po zapnutí zesílení větší, aby se zesilovač rozkmital. Zesílení zesilovače musí v malém rozmezí automaticky kolísat tak, aby se vyrovnal vliv připojené zátěže a změny přenosu Wienova článku při ladění oscilátoru. Souběh tandemových potenciometrů nebývá ideální a proto se při změně kmitočtu mění i přenos článku.

Problém se řeší pomocí nelineární zpětné vazby zesilovače. Buď se namísto R_1 použije prvek, jehož odpor se s rostoucím napětím zvětšuje, anebo se zapojí nelineární odpor R_2 s opačnou závislostí. V prvním případě se používá často žárovka, u které s rostoucím výstupním napětím generátoru roste proud žárovkou. Zvyšuje se teplota vlákna a tedy i odpor žárovky. Přes svoji jednoduchost má tato stabilizace dobré vlastnosti a vyhovující časovou konstantou určenou tepelnou setrvačností vlákna. Druhou používanou možností je tranzistor, který má podobnou výstupní voltampérovou charakteristiku.

Žárovka simulovaná EWB nerespektuje nelinearitu reálného prvku a je proto pro stabilizační účely nepoužitelná. Pro stabilizaci amplitudy generátoru byl použit nelineární prvek R_2 , složený z antiparalelně spojených diod a dvou odporů.



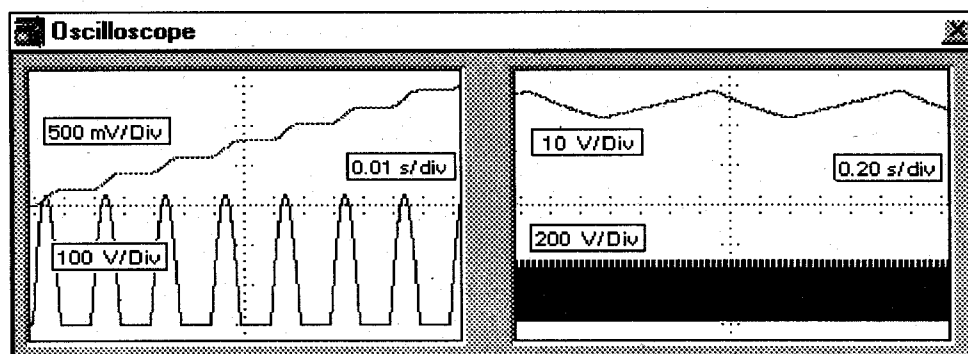
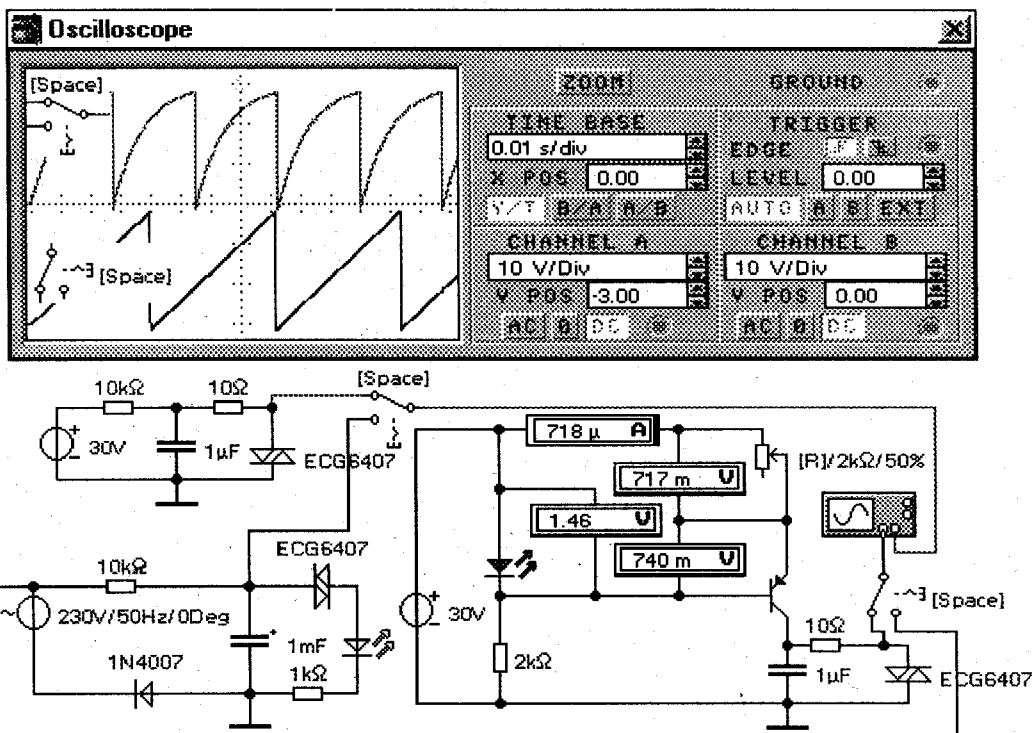
oscilační podmínka: $\bar{\beta} \cdot \bar{A}_u = 1$

zesílení neinvertujícího zapojení OZ:

$$A_u = 1 + R_2 / R_1 \Rightarrow R_2 = 2R_1$$

kvazirezonanční kmitočet článku:

$$f_0 = 1 / (2\pi RC)$$



Relaxační generátory

Tímto názvem se někdy označují generátory využívající nabíjení a vybíjení kondenzátoru. Princip je jednoduchý. Ze stejnosměrného zdroje se nabíjí kondenzátor tak dlouho, až jeho napětí dosáhne průrazného napětí diaku. Pak se kondenzátor rychle vybije přes otevřený diak. Při vybíjení kondenzátoru klesne proud diakem pod minimální hodnotu, diak se uzavře a děj se opakuje. AKO s 555 pracuje v principu stejně, pouze diak je nahrazen tranzistorem, který je ovládán komparátory, které hlídají napětí na kondenzátoru.

U druhého zapojení je nabíjecí odpor nahrazen zdrojem proudu. Protože napětí na LED je přibližně konstantní stejně jako napětí tranzistoru U_{BE} , bude konstantní napětí i na proměnném odporu a tedy i proud protékající tímto odporem. Při konstantním proudu přibývá náboj na kondenzátoru rovnoměrně a napětí proto stoupá lineárně.

V posledním zapojení se jednocestně usměrněným síťovým napětím nabíjí kondenzátor, který se opět po překročení průrazného napětí vybije přes svítivou diodu. Tato dioda svým blikáním indikuje přítomnost napětí sítě. Kmitočet těchto generátorů je dán přechodnými ději při nabíjení a vybíjení kondenzátoru. Simulace není zcela přesná, protože není dobře určena střední hodnota napětí. Je zapotřebí chvíli laborovat s nastavením podmínek simulace (transient, points a přesností).

Pro první zapojení generátoru platí:

$$u_c = U_{\text{MAX}}(1 - e^{-t/\tau}), \text{ vyjádříme čas:}$$

$$t = \tau \ln \frac{U_{\text{MAX}}}{U_{\text{MAX}} - u_c}, \tau = RC \text{ a } U_{\text{MAX}} = U_N$$

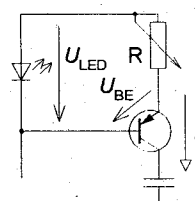
Dobu vybíjení lze v periodě zanedbat

$$T \approx RC \ln \frac{U_N}{U_N - U_{\text{BR}}}, \text{ při } U_{\text{BR}} \text{ sepne diak}$$

Pro nabíjení ze zdroje proudu bude:

$$I = Q/t \quad Q = CU \Rightarrow u_c = \frac{I}{C}t$$

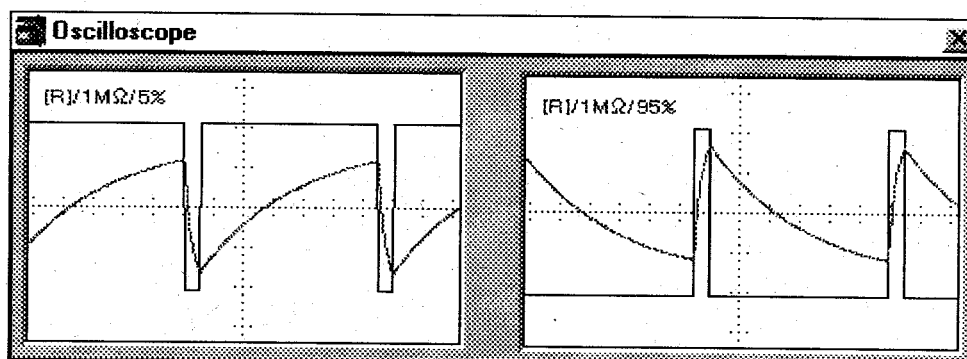
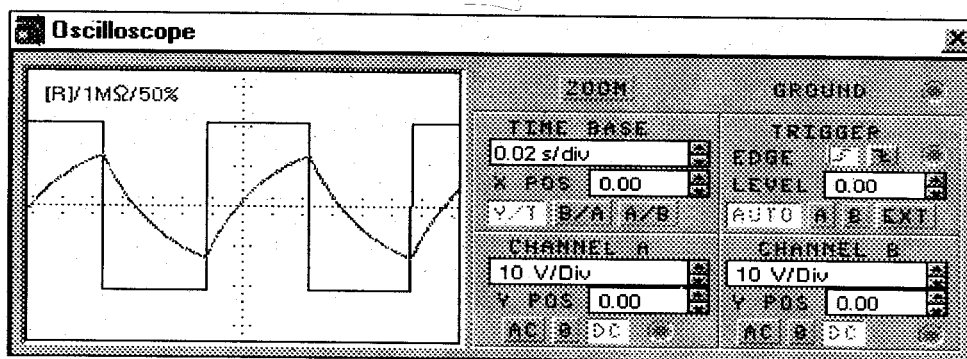
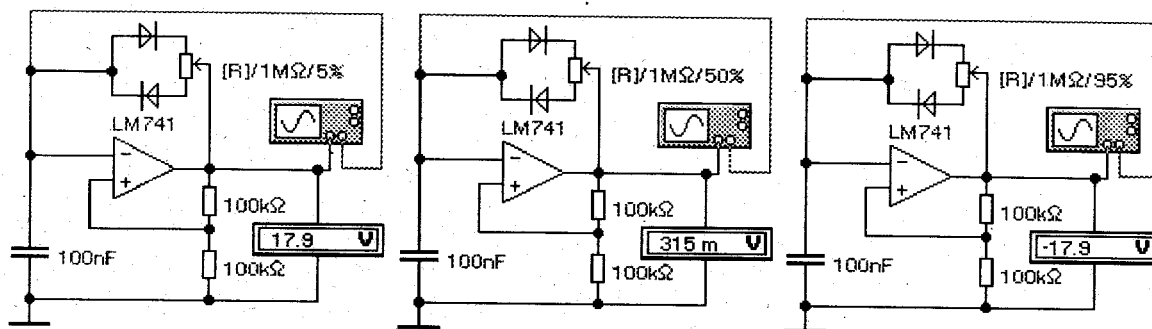
$$\text{a perioda je: } T \approx \frac{U_{\text{BR}}C}{I}$$



Proud zdroje je:

$$I = \frac{U_{\text{LED}} - U_{\text{BE}}}{R}$$

Dobu vybíjení opět zanedbáme

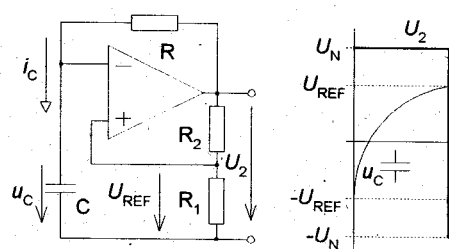


Astabilní klopný obvod

Astabilním klopným obvodem se rozumí obvod, který nemá žádný stabilní stav a samovolně se překlápí. Výstupní signál nabývá pouze dvou hodnot zapnuto - vypnuto, log0 - log1. Výstupní napětí tohoto zapojení nabývá buď maximální kladnou nebo maximální zápornou (saturační) hodnotu, která je přibližně o dva volty menší než je velikost napájecího napětí.

Operační zesilovač je zapojen jako komparátor, který porovnává část výstupního napětí ze spodního odporu děliče s rostoucím napětím na kondenzátoru, který je přes odpor nabíjen z výstupu operačního zesilovače. Po překročení referenční hodnoty se výstup překlápí na opačnou polaritu a kondenzátor se začne vybíjet a nabíjet na opačnou polaritu napětí. Současně se změnila i polarita referenčního napětí na spodním odporu děliče, takže tento děj trvá stejně dlouho a neustále se opakuje. Kmitočet tohoto generátoru obdélníkového signálu je tedy určen přechodným dějem při nabíjení kondenzátoru.

Pomocí diodové vyhýbky je možné rozdělit odpor pro nabíjení kondenzátoru a tak měnit střidu signálu. Součet nabíjecí a vybíjecí doby se přitom nemění a proto toto řešení nemá vliv na kmitočet tohoto generátoru. Na výstup zesilovače je zapojen stejnosměrný voltmetr, pomocí kterého je demonstrována střední (průměrná) hodnota výstupního napětí.



Pro nabíjení kondenzátoru platí:

$$u_C = U_{MAX}(1 - e^{-t/\tau}) \text{ a podle obrázku je:}$$

$$U_{MAX} = U_N + U_{REF} \text{ a } U_{REF} = \frac{U_N R_1}{R_1 + R_2}$$

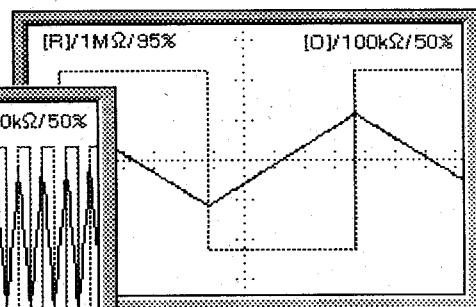
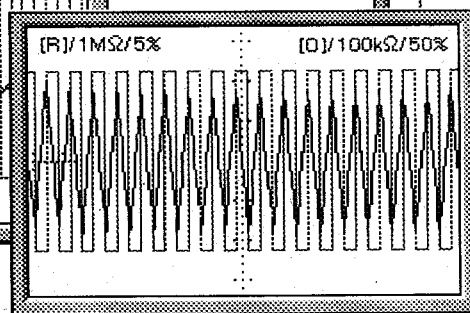
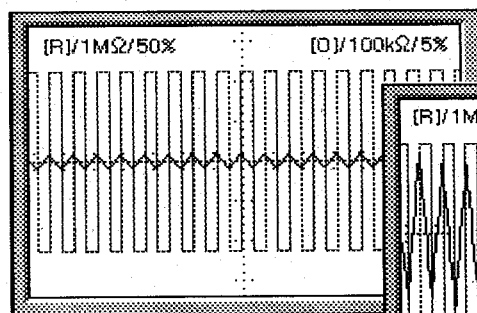
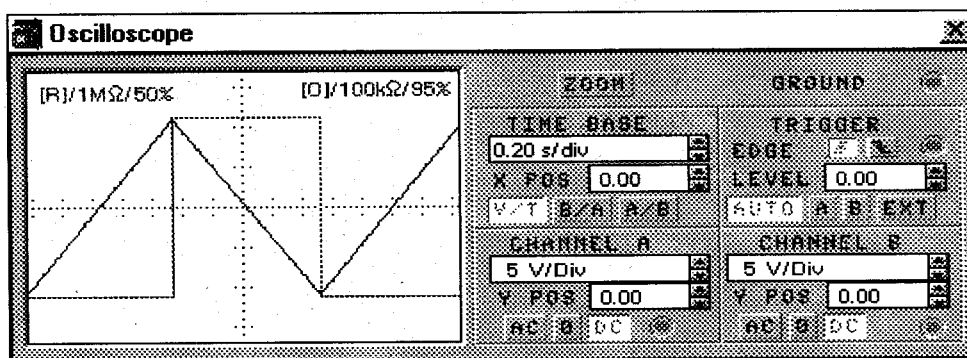
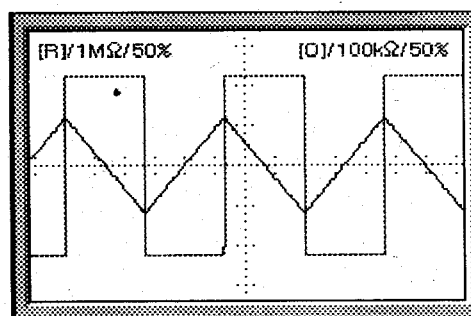
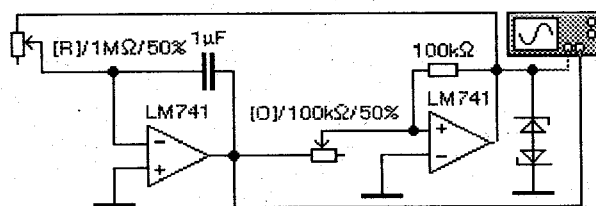
Kondenzátor se nabíjí z $-U_{REF}$ na $+U_{REF}$

$$u_C = 2U_{REF} \text{ a } U_{MAX} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_{REF} + U_{REF}$$

$$2U_{REF} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} U_{REF} + U_{REF} \right) \cdot (1 - e^{-t/\tau})$$

Z rovnice určíme polovinu periody:

$$t = \tau \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \text{ a } T = 2RC \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_2}$$

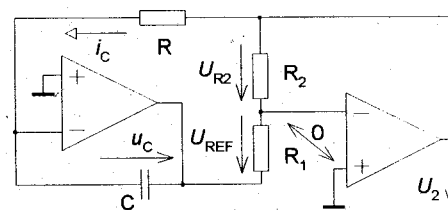


Jednoduchý funkční generátor

V podstatě se jedná o astabilní klopný obvod, který je velmi podobný předchozímu zapojení. Kondenzátor je nabíjen a vybíjen lineárně ze zdroje proudu. Tato část zapojení je známa i pod názvem integrátor. Protože tento integrátor invertuje, musí se použít jiný typ komparátoru než u předchozího obvodu. Poněkud honosný název *funkční generátor* je zvolen proto, že je možné odebírat kromě obdélníkového průběhu signálu i lineární trojúhelníkový průběh napětí.

Opět je možné rozdělit diodovou vyhybkou nabíjecí odpor integrátoru a měnit tak střidu signálu. Oproti předchozímu zapojení není buzen výstup operačního zesilovače do saturace a amplituda obdélníkového průběhu je určena součtem prahového napětí a průrazného napětí stabilizačních diod. Toto řešení snižuje závislost kmitočtu na napájecím napětí. Předpokládá se ovšem možnost zpárovat dvě diody se shodným napětím. V opačném případě lze zapojit na výstup Graetzův usměrňovací můstek a jako spotřebič zapojit stabilizační diodu. Pak bude omezení napětí určeno jedinou Zenerovou diodou a signál bude omezen zcela symetricky.

Změnou rozhodovací úrovně komparátoru je sice možné měnit amplitudu trojúhelníkového průběhu napětí, ale zároveň je ovlivněn i kmitočet signálu. Proto je vhodnější nastavení amplitudy řešit samostatně dalším zesilovacím stupněm.



Komparátor se překlápí při:

$$U_2 = U_{R2} = IR_2 \text{ a } u_c = U_{REF} = IR_1 = \frac{U_2 R_1}{R_2}$$

Pro nabíjení ze zdroje proudu platí:

$$u_c = \frac{I}{C} t \text{ kde } I = \frac{U_2}{R} \text{ a } U_2 \approx U_N$$

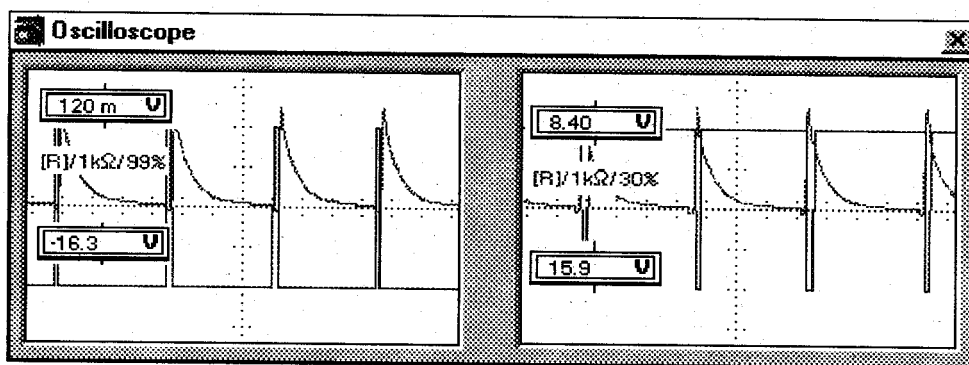
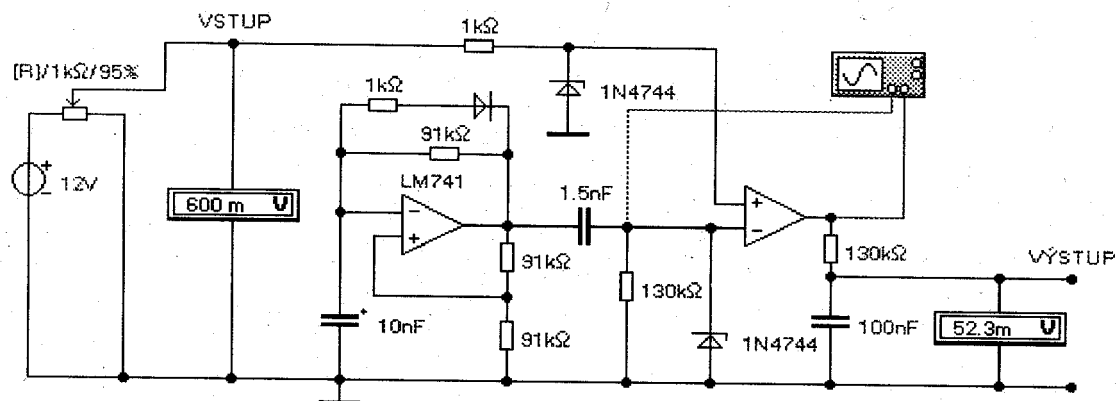
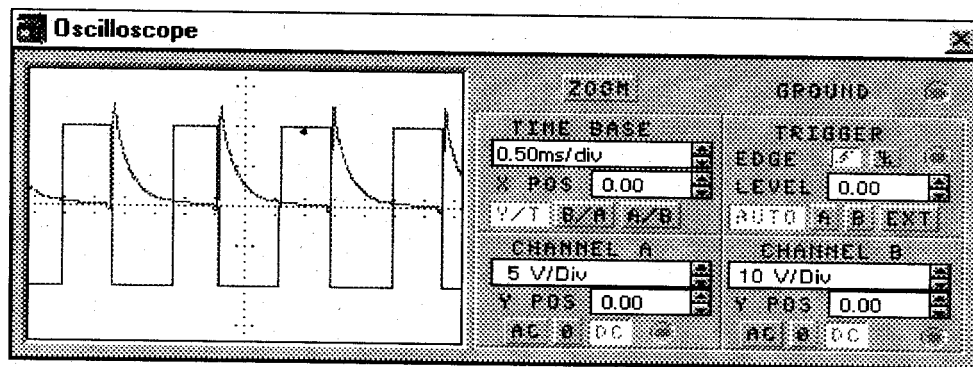
Kondenzátor se nabíjí z $-U_{REF}$ na $+U_{REF}$

$$2U_{REF} = 2 \frac{U_N R_1}{R_2} = \frac{U_N}{RC} t$$

Z rovnice opět určíme polovinu periody:

$$t = 2RC \frac{R_1}{R_2} \text{ a kmitočet je: } f = \frac{1}{T}$$

$$f = R_2 / (4R_1 RC)$$



Logaritmický zesilovač

Zapojení využívá exponenciální pokles napětí při vybíjení kondenzátoru. Astabilní klopný obvod s OZ má upravenou střidu pomocí diodové vyhybky přibližně na devadesát procent. Za derivačním článkem je exponenciální klesající průběh napětí, který svým tvarem odpovídá průběhu proudu při nabíjení kondenzátoru. Zenerova dioda zkratuje zápornou derivační špičku a omezuje velikost kladného impulsu. Tento průběh se porovnává v následujícím obvodu komparátoru se vstupním stejnosměrným napětím. Střída výstupního napětí se mění podle velikosti vstupního napětí přivedeného na neinvertující vstup komparátoru.

Dá se dokázat, že střední hodnota napětí, která je měřena za výstupním filtrem (integračním článkem), je přímo úměrná logaritmu vstupního napětí. Oproti klasickým logaritmickým zesilovačům, které využívají exponenciální závislost proudu na napětí u polovodičového přechodu, není toto zapojení závislé na teplotě. Na druhé straně ovšem nelze logaritmovat rychle se měnící napětí a ani rozsah vstupních napětí není příliš velký (asi tři dekády). Stejnoseměrný posuv lze vykompenzovat.

I v tomto případě je simulace poměrně obtížná a je zapotřebí pečlivě nastavovat podmínky simulace. Při přesném výpočtu nedojde program k výsledku a při přibližném nastavení neodpovídá výsledek skutečnosti (transient, 1%, 400, 400).

Pro AKO s OZ je perioda signálu:

$$T = 2RC \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \text{ a v obvodu je:}$$

$$R_1 = R_2 \text{ a } t_1 \gg t_m \Rightarrow T \approx RC \ln 3$$

Na výstupu derivačního článku je:

$$u_c = U_{\text{MAX}} e^{-t/\tau}, \text{ doba mezery bude:}$$

$$t_{\text{MEZ}} = -\tau \ln \frac{u_c}{U_{\text{MAX}}}, \text{ kde } u_c = U_{\text{VST}}$$

integrační článek určí průměr:

$$U_{\text{AV}} = \frac{(T - t_{\text{MEZ}}) U_{\text{MAX}} - t_{\text{MEZ}} U_{\text{MAX}}}{T}$$

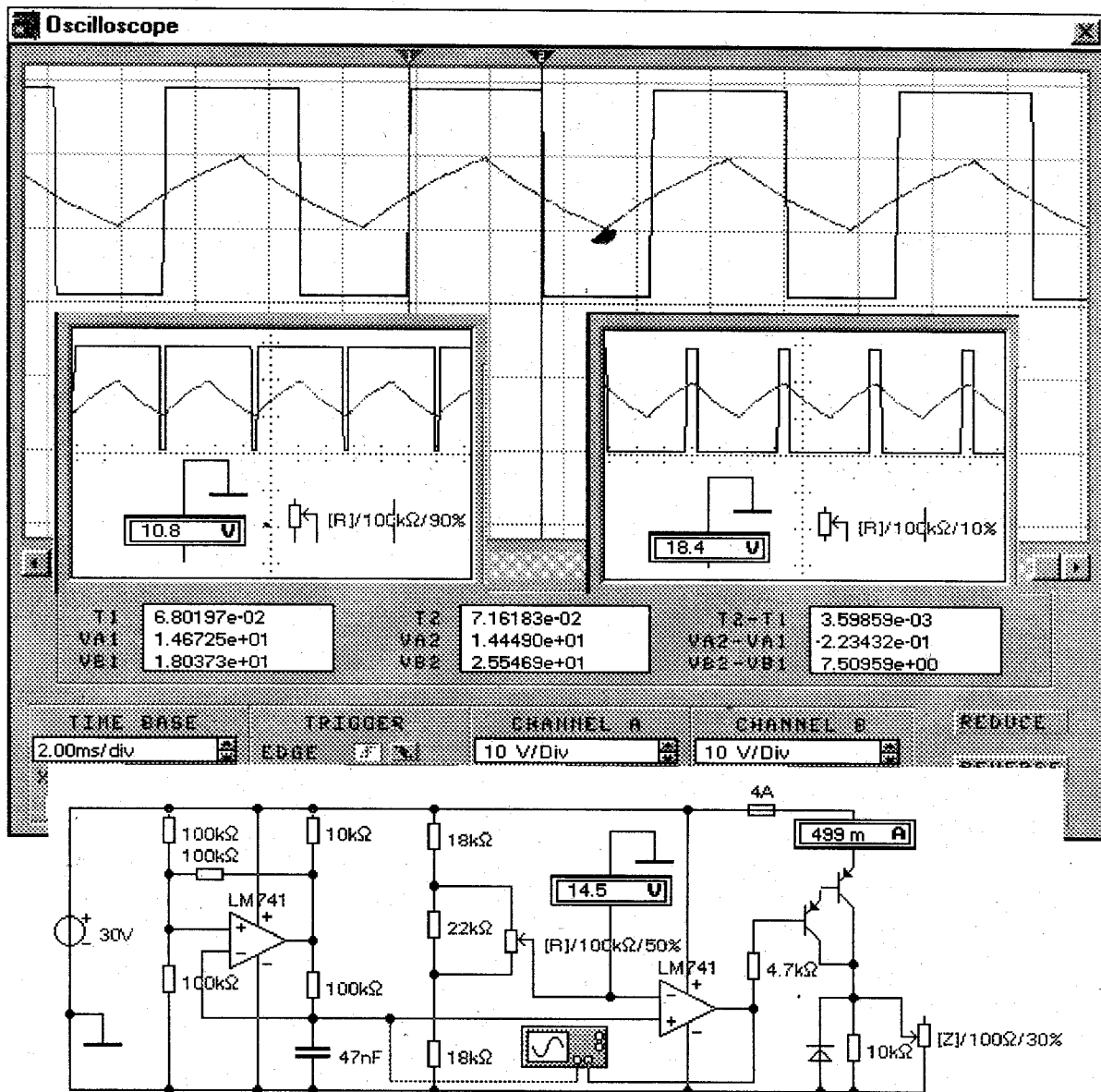
$$U_{\text{AV}} = 1 + \frac{2U_{\text{MAX}}}{T} \tau \ln \frac{U_{\text{VST}}}{U_{\text{MAX}}}$$

Lze nastavit stejnosměrnou nulu:

$$1 - \frac{2U_{\text{MAX}}}{T} \tau \ln U_{\text{MAX}} = 0, \text{ pak bude:}$$

$$U_{\text{AV}} = \frac{2U_{\text{MAX}} \tau}{RC \ln 3} \ln U_{\text{VST}}, \text{ kde } U_{\text{MAX}} = U_{\text{ZEN}}$$

a τ je konstanta derivačního článku

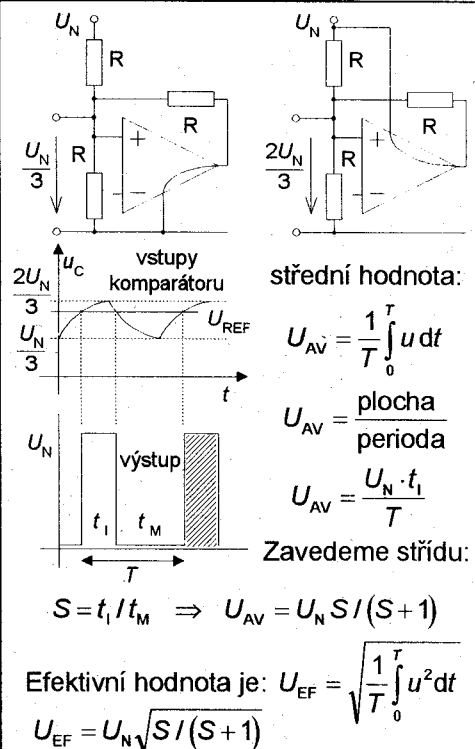


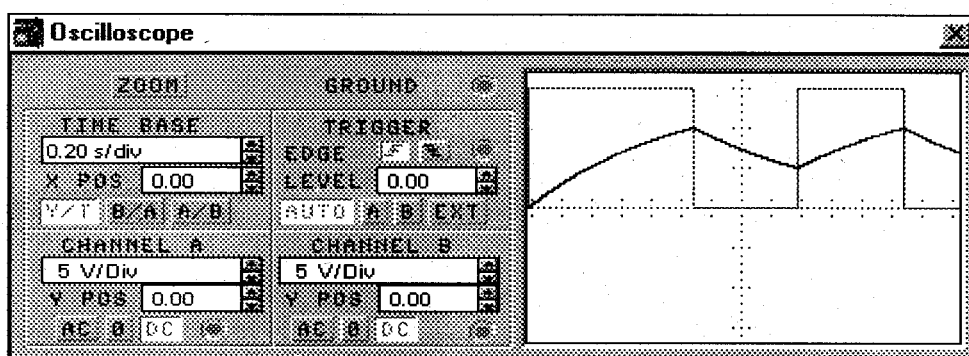
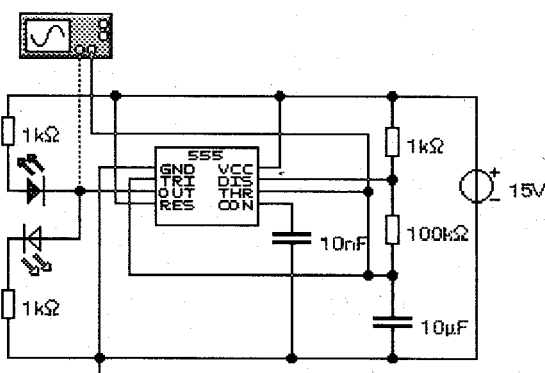
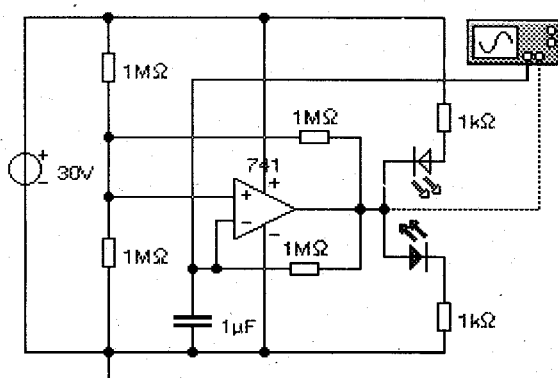
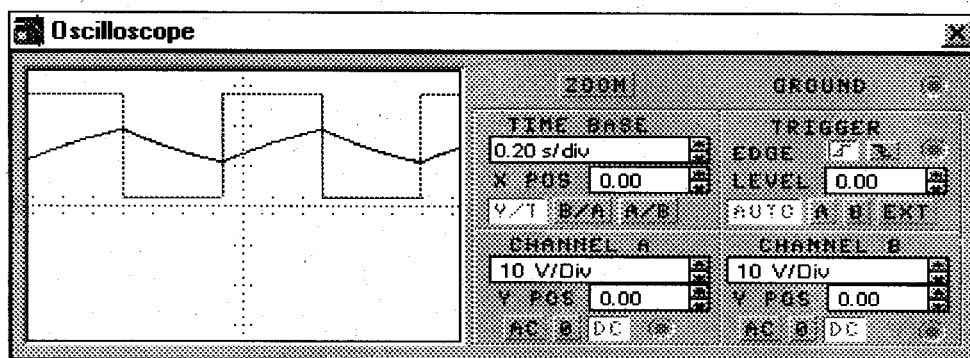
Pulsní regulátor

Pomocí pulsně šířkové modulace se mění střední hodnota stejnosměrného napětí. Tímto způsobem lze téměř bezztrátově regulovat výkon elektrických spotřebičů. Tento princip je využíván například u moderních napáječů modelové železnice, protože umožňuje lepší rozjezd a velmi pomalou plynulou jízdu modelu.

Zapojení se skládá z astabilního klopného obvodu a komparátoru, který porovnává napětí na kondenzátoru s nastaveným napětím děliče. Podle nastavené velikosti napětí děliče dojde k překlopení komparátoru buď dříve nebo později a tím se mění střída napětí. Odpor 10k slouží ke kompenzaci nesymetrie saturačních napětí. Výstupní tranzistor se volí podle požadovaného výkonu a je vhodné použít Darlingtonovu dvojici v jednom pouzdře. Dioda má být rychlá a slouží jako ochrana tranzistoru při spínání indukční zátěže (zkratuje indukovanou špičku napětí při rozepínání obvodu).

AKO s OZ je možné samozřejmě nahradit zapojením s 555 a střidu měnit přímo rozdělením spodního nabíjecího odporu diodovou vyhybkou. Pro případ použití regulátoru pro napáječ železnice by bylo vhodné vyřešit i elektronickou proudovou ochranu, protože zkrat zde nastává poměrně často a je nepraktické vyměňovat pojistky. Oproti skutečnému ampérmetru, které měří střední hodnotu, je simulace nepřesná.





Blikače

Další dvě zapojení astabilních klopných obvodů vystačí s nesymetrickým napájením. Obě zapojení jsou uvedeny společně, protože jejich princip je shodný. V obou případech je totiž perioda signálu určena nabíjením a vybíjením kondenzátoru mezi 1/3 a 2/3 napájecího napětí.

V případě časovače jsou referenční úrovně komparátorů dány vnitřním děličem obvodu, který je složen ze tří stejných odporů (5k, 5k, 5k). U operačního zesilovače je vrchní vodorovně orientovaný rezistor připojen přes výstup buď na zem, anebo na napájecí napětí podle úrovně napětí výstupu. To znamená, že se vždy vytvoří dělič tvořený paralelní kombinací dvou stejných odporů se zbývajícím svisle orientovaným rezistorem s dělicím poměrem 2 : 1 nebo 1 : 2.

U časovače 555 se kondenzátor nabíjí přes dva odpory a vybíjí pouze přes jeden. Proto není možné dosáhnout přesně středy 1 : 1. V našem případě bude střída 101 : 100. Na místě klasického operačního zesilovače může být použit výkonový integrovaný zesilovač, jehož výstup může ovládat přímo spotřebiče s větším výkonem (např. žárovky). Hodnoty součástek ve schématu nejsou zvoleny zcela optimálně, což bylo vynuceno *neochotou* programu akceptovat větší hodnoty kapacity, takže odpory jsou už poměrně velké. Omezovací odpory k LED se určí podle dovoleného proudu diodami.

První impuls trvá déle oproti ostatním:

$$u_c = U_N(1 - e^{-t/\tau}), \text{ kde } u_c = \frac{2}{3}U_N$$

$$2U_N/3 = U_N(1 - e^{-t_{1,1}/\tau_N}) \Rightarrow t_{1,1} = \tau_N \ln 3$$

Při vybíjení se C vybije na polovinu

$$U_{MAX}/2 = U_{MAX}e^{-t_M/\tau_V} \Rightarrow t_M = \tau_V \ln 2$$

Následující impulsy: $t_i = t_{1,1} - t_{u_N/3}$

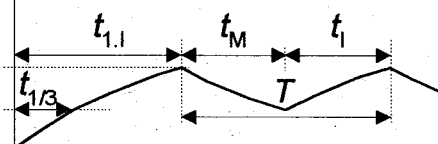
$$U_N/3 = U_N(1 - e^{-t_{u_N/3}/\tau_N}) \Rightarrow t_{u_N/3} = \tau_N \ln 1,5$$

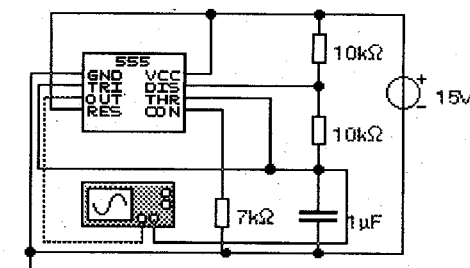
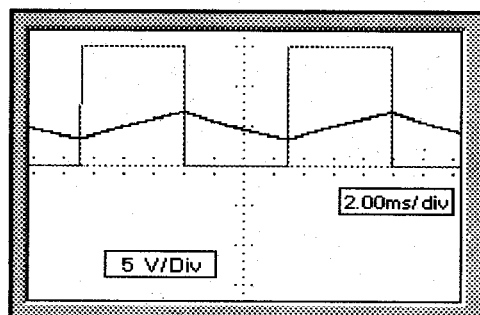
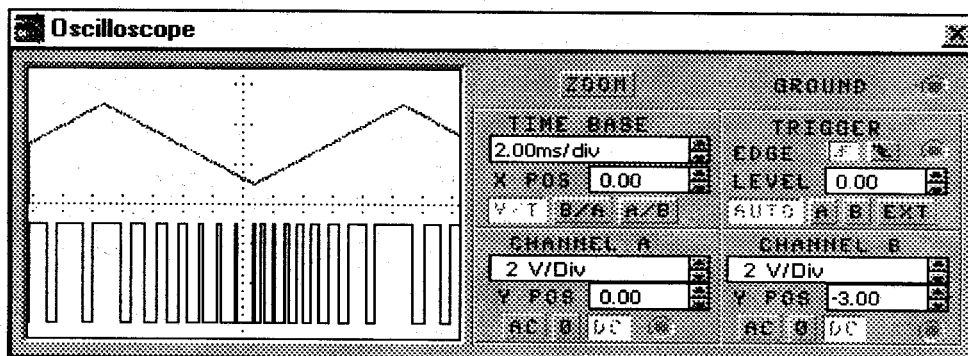
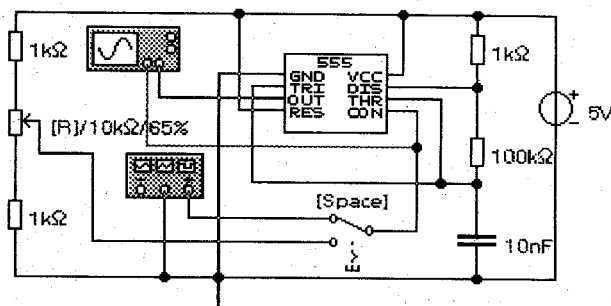
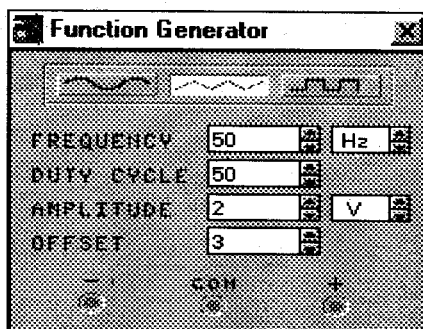
$$t_i = \tau_N \ln 3 - \tau_N \ln 1,5 = \tau_N \ln 2$$

$$\text{Perioda AKO s 555: } T = (R_1 + 2R_2)C \ln 2$$

$$\text{U AKO s OZ je } \tau_N = \tau_V: T = RC \ln 2$$

Průběh napětí na kondenzátoru



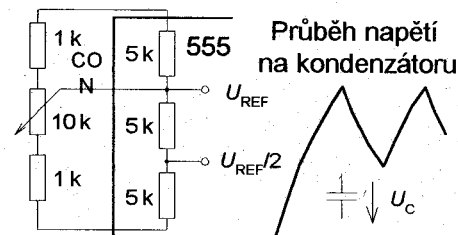


Rozmítaný generátor

V malých mezích je možné měnit kmitočet AKO s 555 změnou rozhodovacích úrovní komparátorů. Uzel mezi prvním a zbývajícím odpory vnitřního děliče časovače je vyveden ven a je možné do tohoto bodu vnútit zvenku jiné napětí než $2/3 U_N$. Tím se změní kmitočet ale i střída signálu multivibrátoru.

Změna kmitočtu se využívá pro konstrukci jednoduchých napětím řízených generátorů (VCO), které vlastně představují jednoduchou realizaci frekvenční modulace. Ve schématu je naznačena možnost automatického i ručního ladění kmitočtu. Princip je možné využít např. pro konstrukci kolísavých sirén anebo pro jednoduché převodníky napětí - kmitočet. Pro klíčování signálu je možné využít i vstup RESET.

Protože se mění i střída signálu, je možné tímto způsobem nastavit přesně střidu výstupního napětí 1:1. Toto méně známé řešení je vhodnější než více používaný způsob s diodovou vyhybkou. Jednak je jednodušší a navíc nastavení obvodu je nezávislé na napájecím napětí a na teplotě. Odvození vztahů je poměrně pracné, ale výsledek je velmi jednoduchý. Pokud se použijí stejné časovací odpory, musí se zapojit mezi zem a řídicí vstup odpor, který je větší 1,414 krát než vnitřní odpory děliče časovače. Nejblíže se této hodnotě blíží paralelní kombinace odporů 10k a 24k a při použití unipolárního časovače s odpory 100k paralelní kombinace 220k a 390k.



$$u_c = U_N(1 - e^{-t/\tau}) \Rightarrow t = \tau \ln \frac{U_N}{U_N - u_c}$$

$t_{IMP} = t_{REF} - t_{REF/2}$, kde t_{REF} je doba nabití na U_{REF} a $t_{REF/2}$ na $U_{REF}/2$

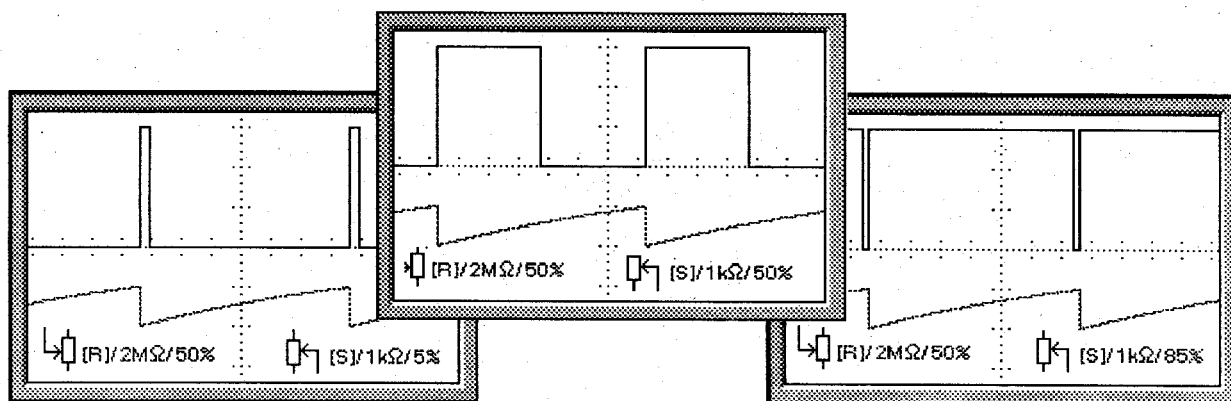
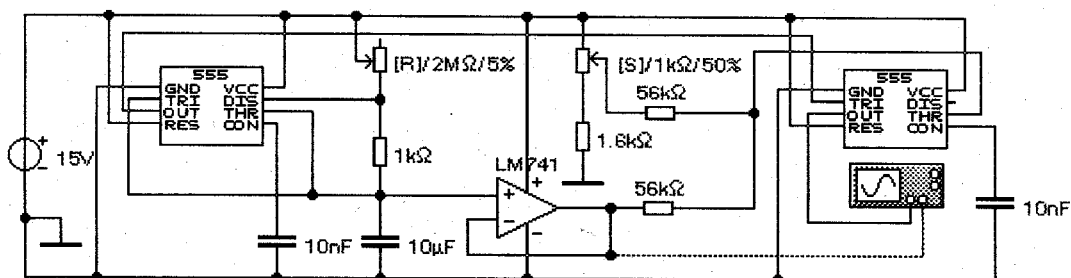
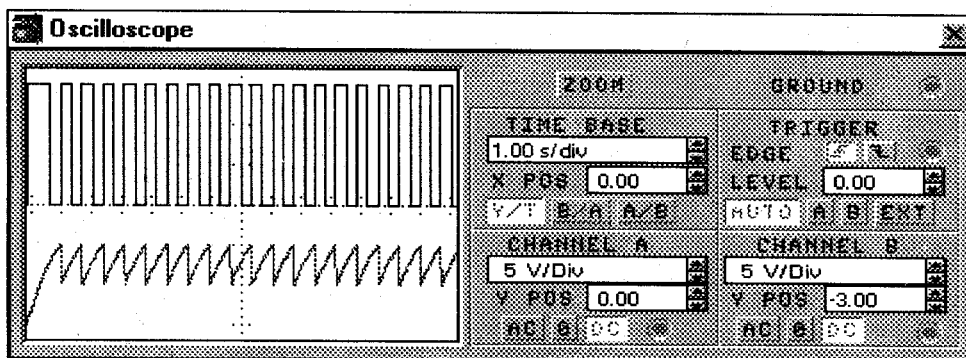
$$t_{IMP} = \tau \ln \frac{U_N}{U_N - U_{REF}} - \tau \ln \frac{U_N}{U_N - U_{REF}/2}$$

$$\text{Trvání impulsu: } t_{IMP} = \tau \ln \frac{U_N - U_{REF}/2}{U_N - U_{REF}}$$

Kondenzátor se vybíjí na polovinu.

Trvání mezery: $t_{MEZ} = \tau \ln 2$, perioda:

$$T = (R_1 + R_2) C \ln \frac{U_N - U_{REF}/2}{U_N - U_{REF}} + R_2 C \ln 2$$

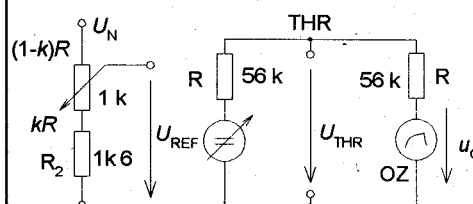


Multivibrátor s nezávislým nastavením

U tohoto zapojení je možné nezávisle na sobě nastavit kmitočet a střidu obdélníkového signálu. Další výhodou je to, že kromě klasického výstupu je k dispozici i spínací tranzistor s otevřeným kolektorem, který je při klasickém zapojení AKO s 555 použit k vybíjení časovacího kondenzátoru. Po doplnění výkonovým tranzistorem by bylo možné i toto zapojení použít jako pulsní regulátor.

První časovač je zapojen jako klasický AKO, ale se značně nesymetrickým signálem. Úzkými nulovými impulsy je spouštěn druhý časovač, který je zapojen jako netypický monostabilní klopný obvod. Rostoucí napětí na kondenzátoru AKO je přes oddělovací zesilovač přivedeno na společný uzel děliče a vypínacího vstupu MKO. Jakmile napětí v tomto bodě dosáhne dvou třetin napájecího, ukončí se impuls MKO. Potřebný čas je závislý na nastavení jezdcu potenciometru S a proto je možné tímto způsobem měnit délku impulsu MKO. Protože MKO je opakovaně spouštěn AKO, mění se délka impulsu pouze v rámci nastavené periody signálu (střída).

Kdyby byly snadno dostupné proměnné kondenzátory větších kapacit, bylo by možné stejný obvod vyřešit mnohem elegantněji. Kmitočet by se měnil změnou kapacity a střída signálu by se ovlivňovala nezávisle na změně kmitočtu rozdělením spodního nabíjecího odporu diodovou vyhybkou.



$$U_{REF} = U_N \frac{kR + R_2}{R + R_2} \quad U_{THR} = \frac{U_{REF} + u_c}{2}$$

$$\text{Impuls se ukončí při } U_{THR} = \frac{2}{3} U_N$$

$$\text{Kondenzátor se nabíjí z } \frac{U_N}{3} \text{ na } \frac{2U_N}{3}$$

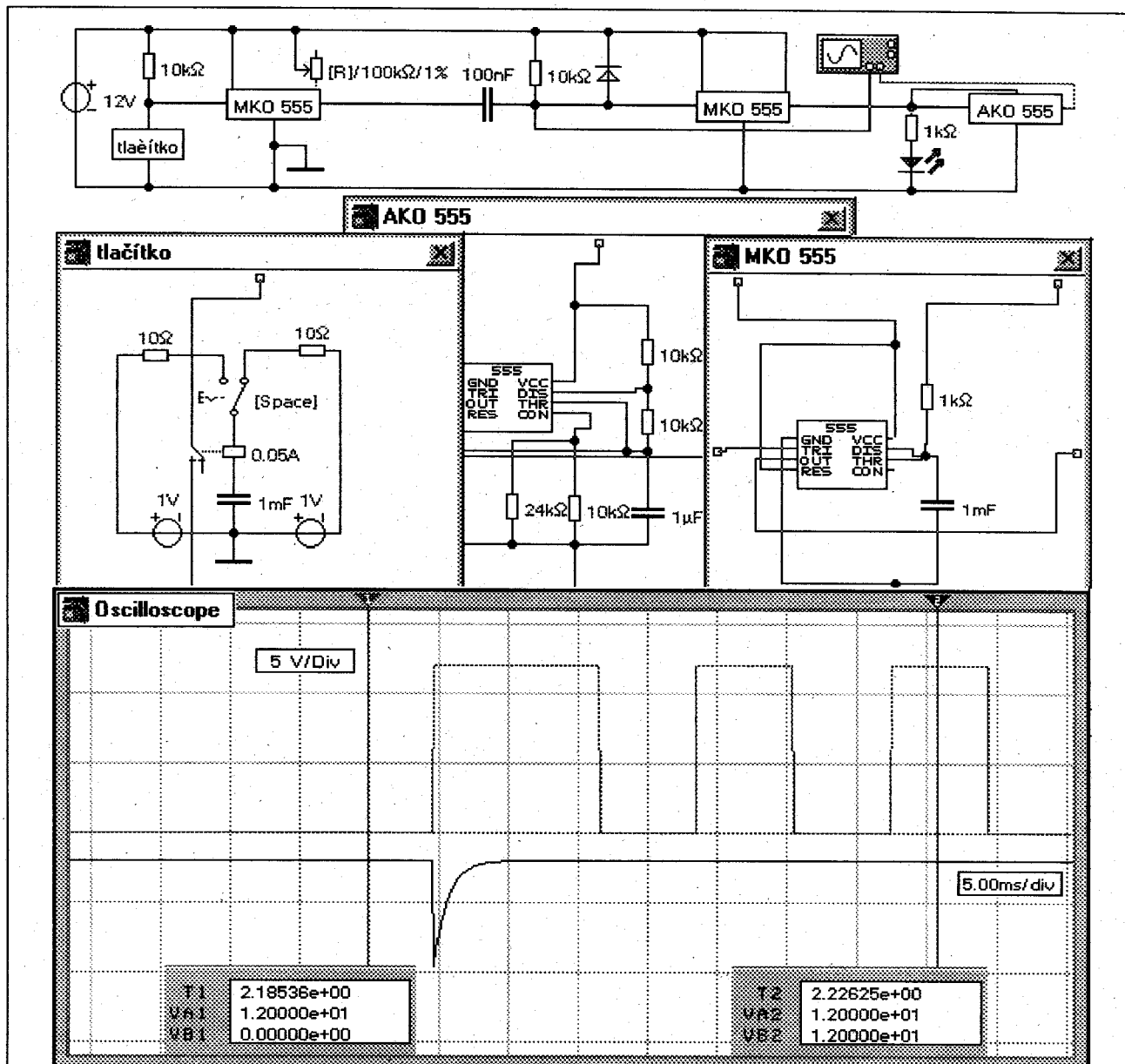
$$u_c = \frac{U_N}{3} + \frac{2U_N}{3} (1 - e^{-t/\tau}), \text{ dosadíme:}$$

$$\frac{2}{3} U_N = \left(U_{REF} + \frac{U_N}{3} + \frac{2U_N}{3} (1 - e^{-t_{IMP}/\tau}) \right) / 2$$

$$\text{Po úpravě: } t_{IMP} = \tau \ln(15 U_{REF} / U_N - 0.5)$$

Kmitočet AKO je určen pouze nabíjením

$$f \approx 1/(\tau \ln 2), \text{ kde } \tau = k \cdot 2M\Omega \cdot 10\mu F$$

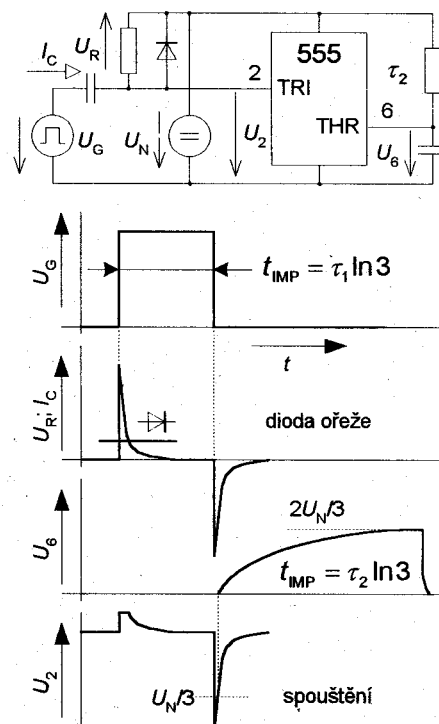


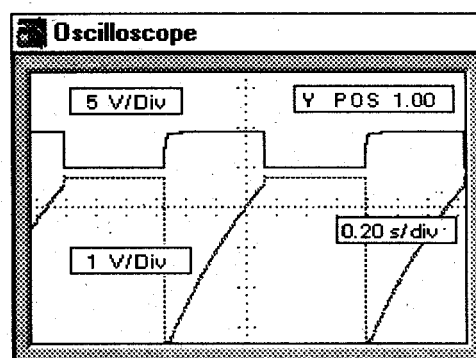
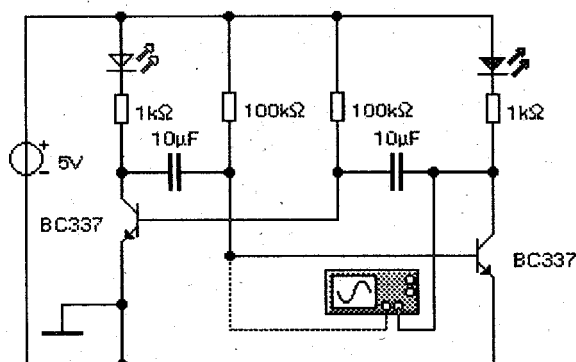
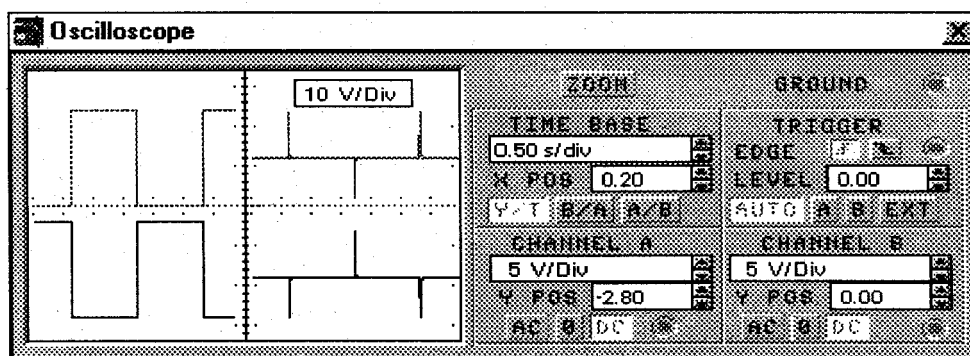
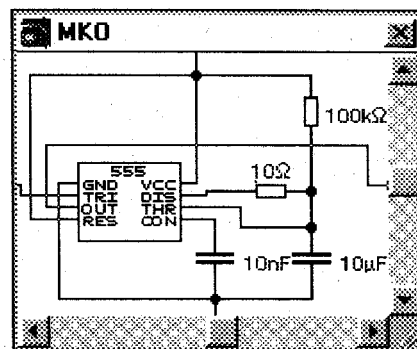
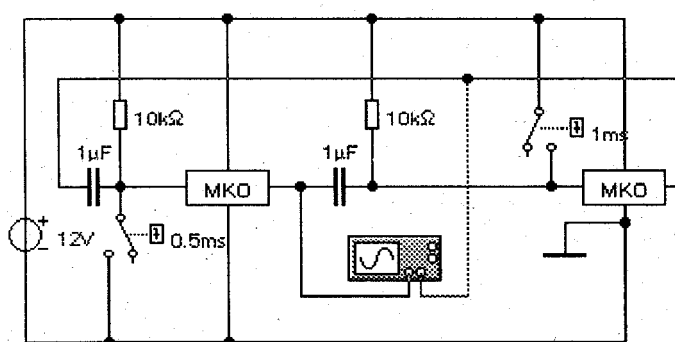
Minutky

Velmi praktické je jednoduché zařízení, které po uplynutí nastavené doby upozorní obsluhu zvukovým popř. světelným signálem. Pro tento účel se používá časovací tzv. monostabilní klopný obvod. V tomto zapojení první nastavitelný MKO určuje měřený interval a druhý MKO odměřuje dobu signalizace. Kromě LED je připojen i další AKO, na jehož výstup je možné přes vazební kondenzátor připojit malý reproduktor.

Druhý MKO je spouštěn sestupnou hranou konce impulsu prvního obvodu. Tato hrana je tvarována netypicky zapojeným derivačním článkem, který je pro hranu signálu uzemněn přes malý odpor napájecího zdroje. K zápornému derivačnímu impulsu se přičítá napětí zdroje, takže získáme spouštěcí impuls potřebné úrovně. Protože není vhodné na vstup přivádět větší napětí než je napájecí, je kladná derivační špička zkratována diodou. Minutky jsou spouštěny tlačítkem s pevně definovaným časem sepnutí. Pro tento účel je v podoobvodu tlačítka využit přechodný děj při nabíjení kondenzátoru.

Možnost definování vlastních podobvodů, je velkou výhodou tohoto simulačního programu. Lze to přirovnat k tvorbě podprogramů v klasickém programování. Jednou sestavené funkční bloky se nainstalují do uživatelské skupiny obvodů a je možné s nimi pracovat jako s ostatními elektronickými prvky. Navíc se při použití těchto bloků zvýší přehlednost schématu.





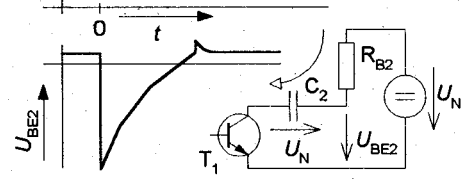
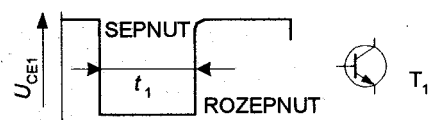
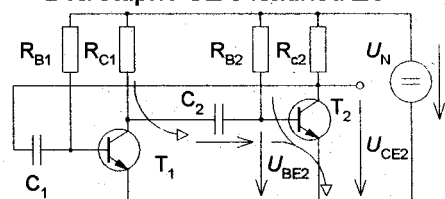
AKO ze dvou MKO

Astabilní klopný obvod je tvořen dvěma monostabilními klopnými obvody, které se vzájemně spouští přes tvarovací derivační články. Při tomto řešení je možné nastavit prakticky libovolnou střidu, která je určena poměrem impulsů obou obvodů. Simulace obvodu je obtížná vzhledem ke zcela shodným vlastnostem obou časovačů a proto je obvod po zapnutí uměle rozkmitán časem řízenými spínači.

Existuje i podobné zapojení AKO rozšířené o klasický multivibrátor, který přes oddělovací tranzistory dobíjí časovací kondenzátory MKO úzkými impulsy. Tímto způsobem lze kmitočet zmenšit tak, že perioda signálu je řádově v hodinách. Další možností jak prodloužit dobu impulsů představuje použití proudových zdrojů s unipolárními tranzistory nebo OZ, které nabíjejí kondenzátory velmi malým proudem. V těchto případech je nutné použít kvalitní kondenzátor (fóliový nebo tantalový) a unipolární verzi časovače. V opačném případě by napětí na kondenzátoru nemuselo vůbec narůstat, protože součet vstupních proudů časovače a svodového proudu kondenzátoru by mohl být větší než nabíjecí proud.

Na klasické zapojení AKO s tranzistory lze rovněž pohlížet jako na dva monostabilní vzájemně se překlápějící obvody. Kmitočet multivibrátoru je určen časovou konstantou bázevého odporu a časovacího kondenzátoru ($T=1,39RC$).

Dva stupně SE s kladnou ZV

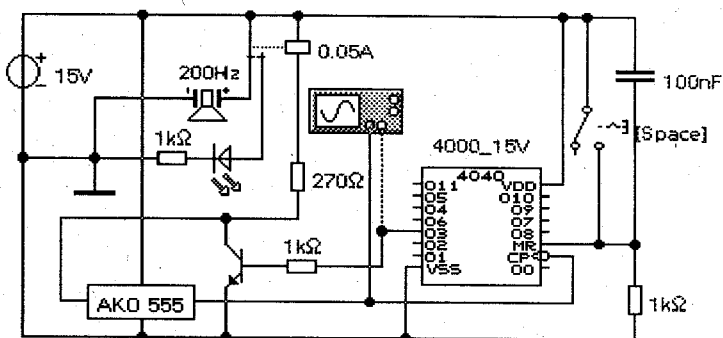
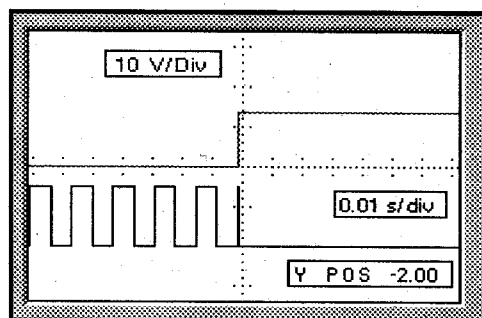
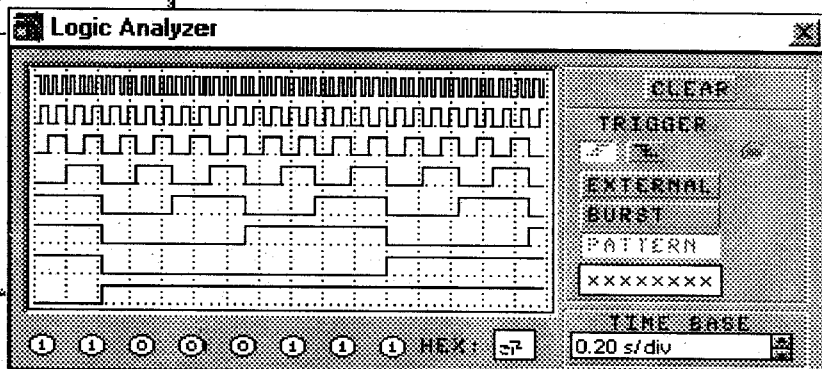
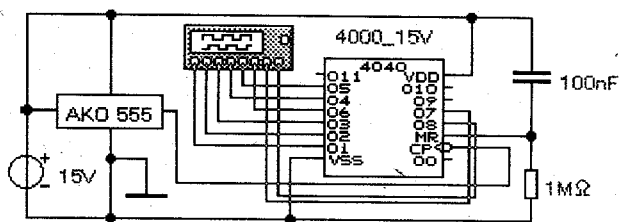
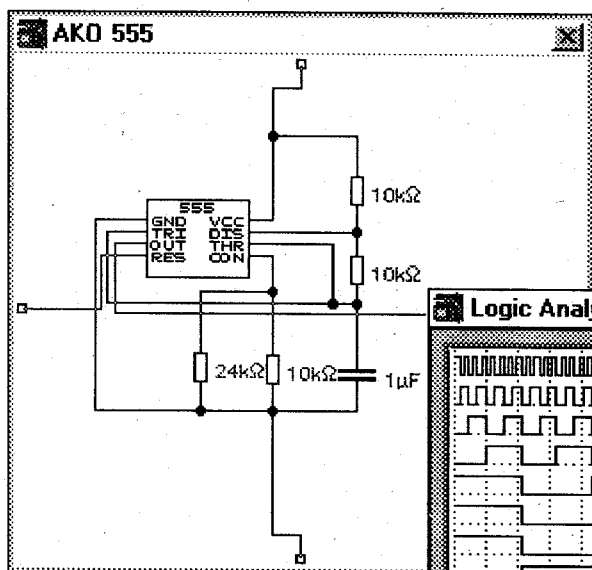


$$U_{BE2} = -U_N + 2U_N(1 - e^{-t_1/\tau})$$

$$U_N \gg U_{BE} \Rightarrow U_{BE2} \approx 0$$

$$t_1 = \tau \ln 2 \text{ pro } t_1 = t_2$$

$$\text{je: } T = 2R_B C \ln 2$$

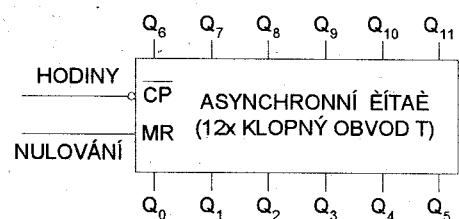


AKO a MKO s čítačem

Pro generování signálů s nízkým kmitočtem, anebo dlouhých impulsů je zapotřebí velkých hodnot odporů a kapacit. Vzhledem k reálným vlastnostem obvodu je vhodné, aby se hodnoty těchto prvků pohybovaly u bipolárního obvodu přibližně v rozmezí 1kW až 1MW a 1nF až 1mF. Z hlediska stability a reprodukovatelnosti zařízení je vhodné vyhnout se použití obvyklých elektrolytických kondenzátorů. Jedno z možných řešení představuje zařazení čítače na výstup. Existují i speciální programovatelné časovače se zabudovaným čítačem (např. XR2240, XR2242, ISL8240, ISL8250, MS14536 atd.)

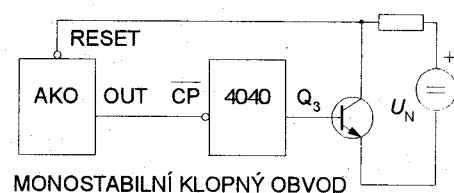
Čítač pracuje jako dělička kmitočtu. Každý následující výstup čítače má poloviční kmitočet proti předchozímu. Čítače lze řadit kaskádně za sebou a tak je možné realizovat libovolně nízký kmitočet. Derivační článek zapojený na vstup MR čítače vynuluje čítač při zapnutí obvodu. Ve schématu je ilustrována možnost smíšené digitální a analogové simulace obvodu a zjednodušení zapojení vytvořením podobvodu.

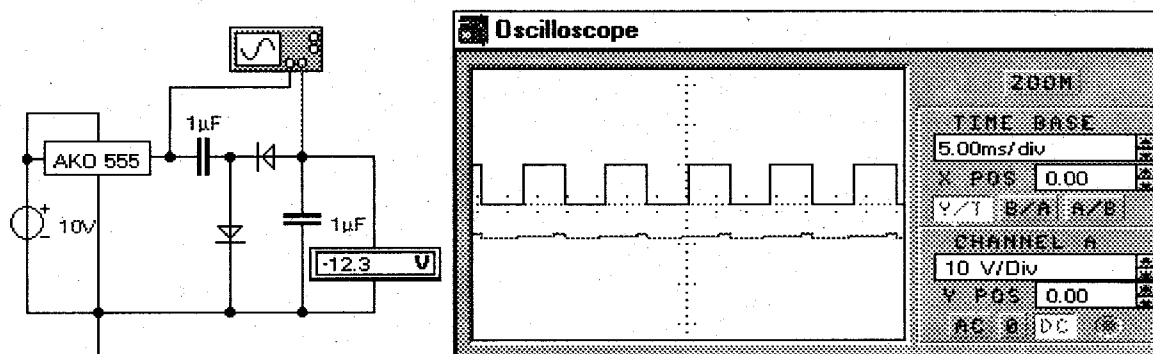
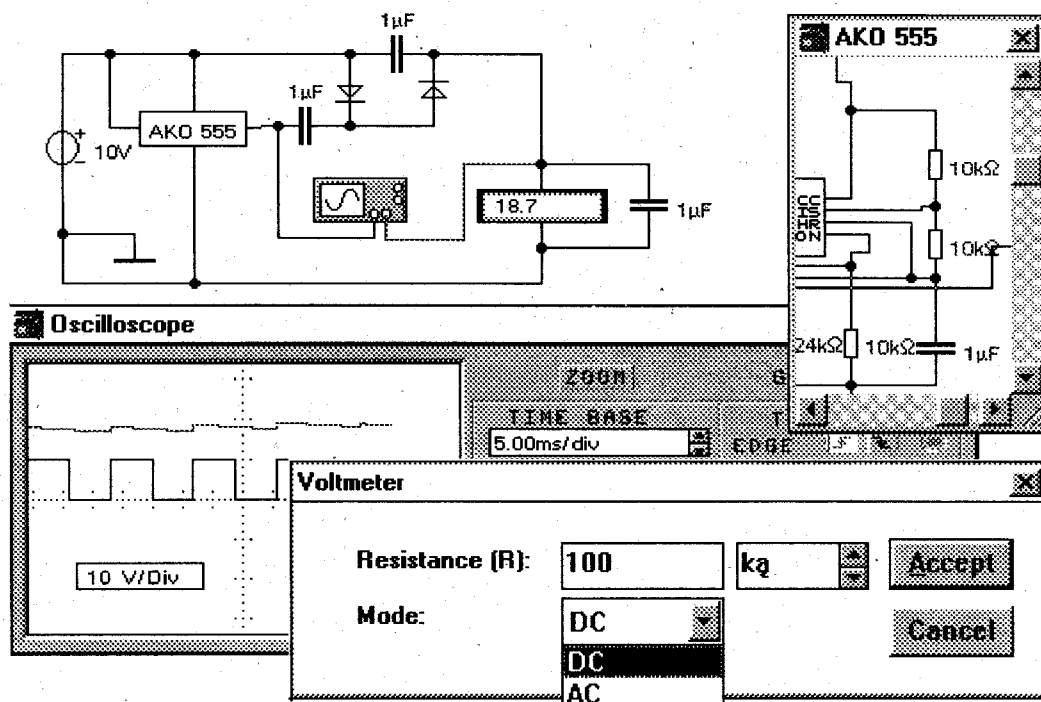
Pro ukončení impulsu MKO bylo využito vstupu RESET časovače. Délku impulsu lze nastavovat plynule změnou kmitočtu AKO a diskrétně přepínáním výstupů čítače. Tento obvod by bylo možné použít jako časovač do temné komory, protože odstupňování času odpovídá expozičním stupňům a pokud se místo krátkého stisku vypínač přepne, je svět trvalý.



FUNKČNÍ TABULKA

CP	MR	Q _N
	L	BEZE ZMĚNY
	L	ČÍTAČ ČÍTÁ
X	H	L



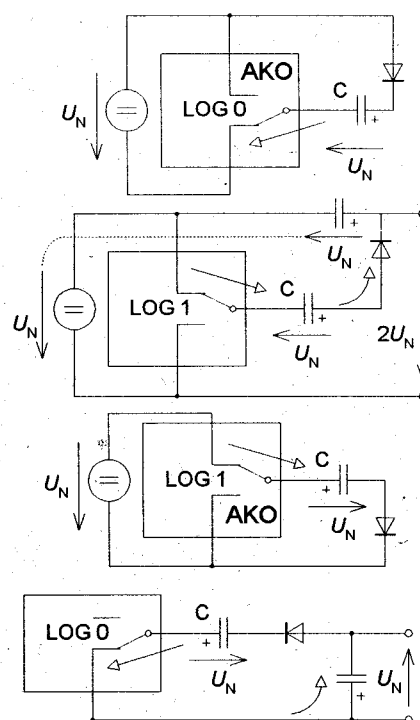


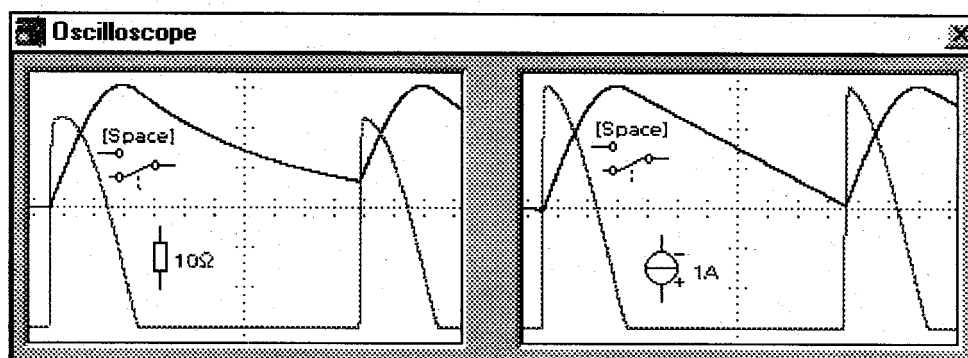
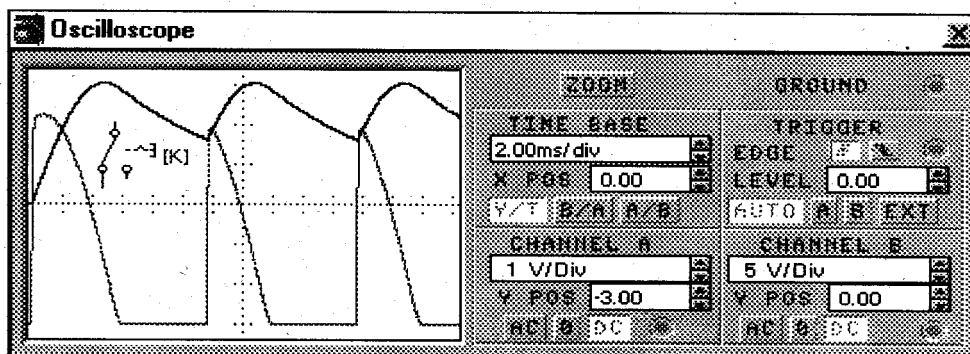
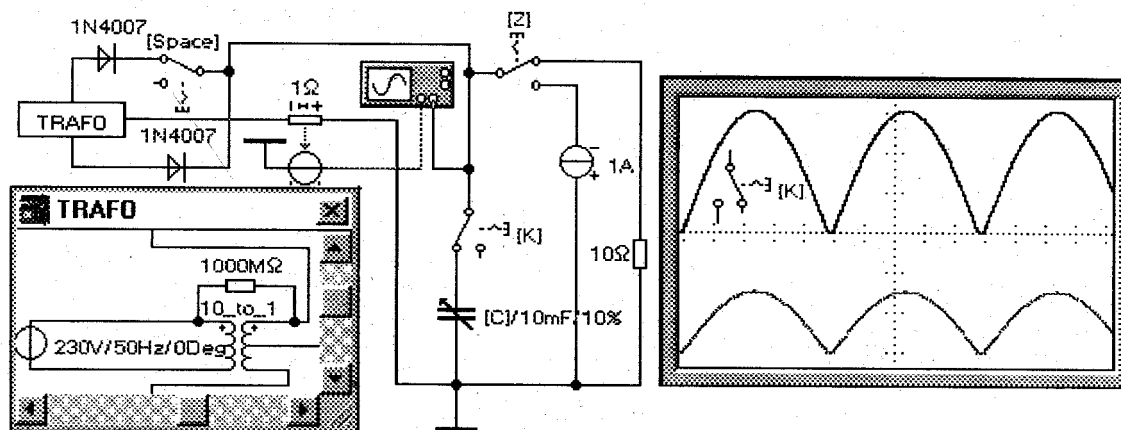
Měniče napětí s 555

První zapojení pracuje jako zdvojovač napětí a druhý obvod umožňuje získat záporné napětí z kladného zdroje. Podobný princip (tjst. nabití kondenzátorů multivibrátorem a sčítání jejich napětí) se využívá i ve specializovaných obvodech známých pod názvem nábojová pumpa (např. MAX662).

U zdvojovače se při logické nule na výstupu nabíjí první kondenzátor. Při logické jedničce se tento kondenzátor připojí přes výstup na zdroj a součet napětí zdroje a kondenzátoru se nabíjí druhý kondenzátor v sérii se zdrojem, takže na něm v ideálním případě bude také napětí zdroje. Na spotřebiči bude součet napětí zdroje a druhého kondenzátoru. U zdroje záporného napětí se první nabitý kondenzátor vybíjí při logické nule do druhého kondenzátoru. Napětí lze při využití vstupu RESET nebo CON částečně stabilizovat v upraveném zapojení.

Simulační podmínky jsou nastaveny na maximální přesnost, ale i tak výsledek simulace příliš neodpovídá. Např. voltmetr u zdvojovače je zapotřebí blokovat kondenzátorem, aby ukazoval alespoň trochu rozumnou hodnotu. U záporného zdroje ukazuje voltmetr větší napětí než je ve skutečnosti. U voltmetru je demonstrována možnost nastavení parametrů měřícího přístroje (stejnoseměný - střídavý a vstupní odpor). Voltmetr má snížený vstupní odpor oproti implicitnímu nastavení, takže pracuje i jako velký zátěžovací odpor zdroje.



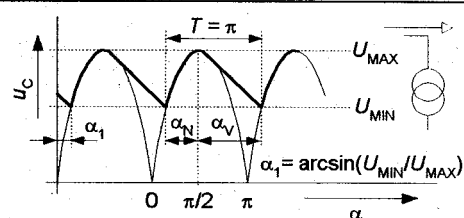


Režim usměrňovače

Nejčastěji se používá dvojcestný usměrňovač s kapacitním vyhlazením napětí. Pokud následuje za vyhlazovacím kondenzátorem stabilizátor s odporovým spotřebičem je kondenzátor zatížen nikoliv odporem, ale zdrojem proudu. Tato skutečnost, která vyplývá z Ohmova zákona (konstantní napětí na konstantním odporu), není příliš známa. Toto lineární vybíjení kondenzátoru značně zjednodušuje matematické řešení obvodu a návrh potřebné kapacity.

Simulační obvod je univerzální a umožňuje sledovat vliv změny kapacity na zvlnění výstupního napětí při jednocestném i dvojcestném usměrňování. Na obrázek už se bohužel nevešla demonstrace obrovského nárůstu amplitudy špiček proudu při zvyšování kapacity kondenzátoru. To je dáno tím, že při vyhlazenějším napětí je doba nabíjení kondenzátoru kratší a proudové špičky jsou užší. I v těchto úzkých impulsech se ale musí přenést potřebný náboj, kterému odpovídá plocha pod grafem proudu.

Simulaci lze podle potřeby rozšířit o sledování vlivu odporu primárního a sekundárního vinutí transformátoru, nebo je možné obvod rozšířit o filtrační tlumivku. Užitečné je i zobrazení průběhu závěrného napětí na diodách, které po připojení kapacitní zátěže vzrůstá přibližně na dvojnásobek. Stejným způsobem lze simulovat i třífázové usměrňovače.



$$\text{Vybíjení: } u_C = U_{\text{MAX}} - It / C$$

$$t_V = C(U_{\text{MAX}} - U_{\text{MIN}}) / I; \alpha = \omega t$$

$$\alpha_V = \omega C(U_{\text{MAX}} - U_{\text{MIN}}) / I$$

$$\text{Nabíjení: } u_C = U_{\text{MAX}} \sin(\omega t)$$

$$\alpha_N = \pi / 2 - \arcsin(U_{\text{MIN}} / U_{\text{MAX}})$$

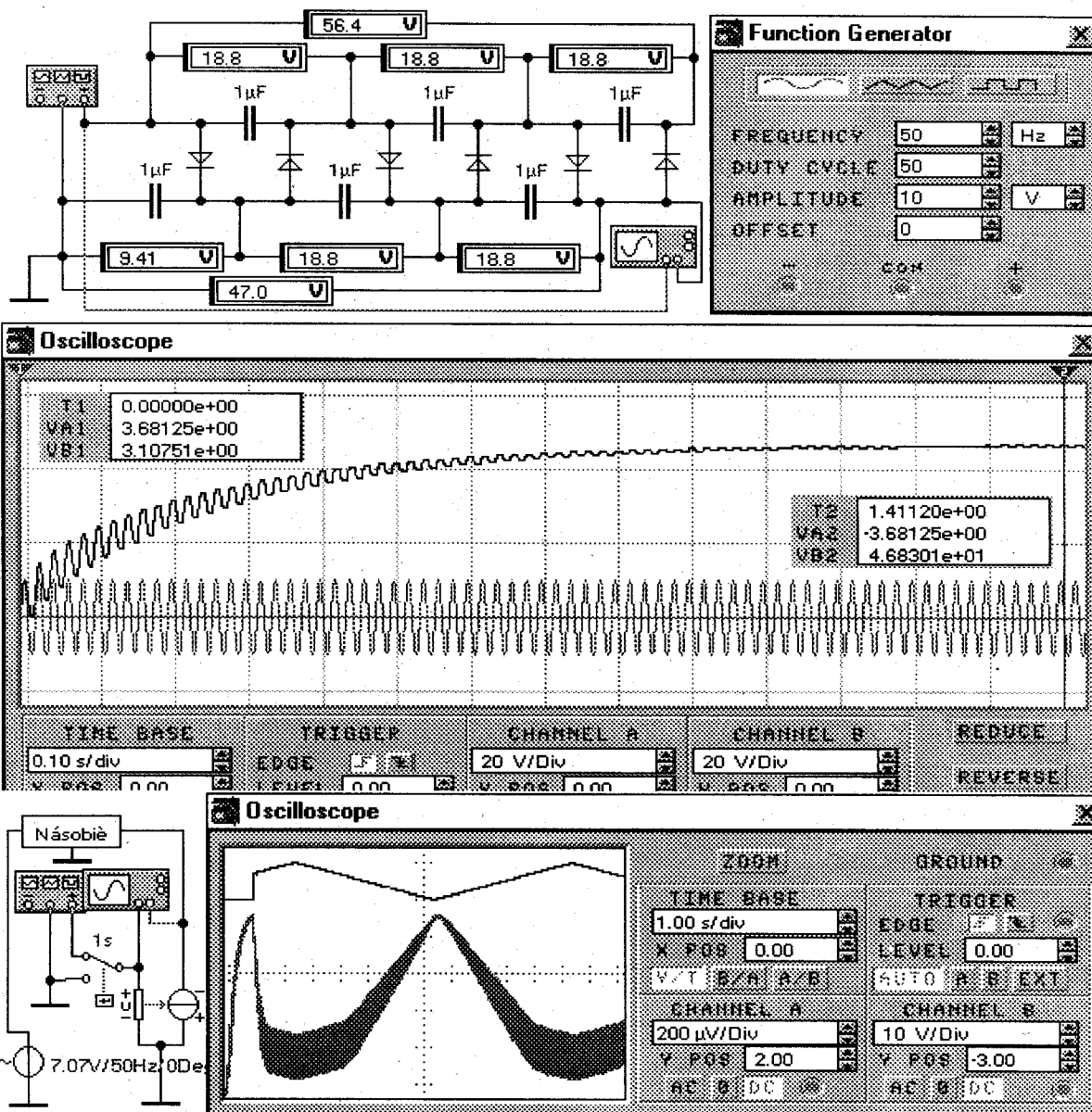
$$\text{Perioda: } T = \alpha_N + \alpha_V = \pi; \text{ dosadíme}$$

$$\text{a upravíme: } \pi / 2 - \arcsin \alpha = \arccos - \alpha$$

$$C \geq \frac{I \arccos(-U_{\text{MIN}} / U_{\text{MAX}})}{2\pi f (U_{\text{MAX}} - U_{\text{MIN}})} \quad \text{podobně}$$

$$C \geq \frac{\arccos(-U_{\text{MIN}} / U_{\text{MAX}})}{2\pi f R_Z \ln(U_{\text{MAX}} - U_{\text{MIN}})} \quad \text{pro:}$$



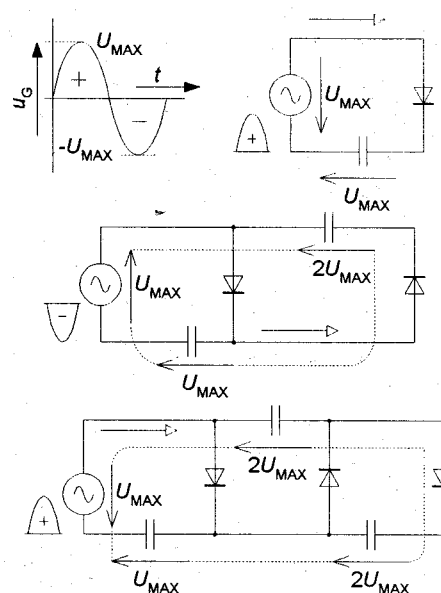


Násobič napětí

Kaskádní násobič napětí je v principu usměrňovač, u kterého lze odebrat na sériově spojených kondenzátorech větší napětí, než je amplituda vstupního napětí. Je-li vstupní napětí kladné, nabíjejí se spodní kondenzátory a opačně. Postup nabíjení kondenzátorů je podobný jako u měničů s časovačem. Podle místa připojení spotřebiče lze odebrat libovolný násobek původního napětí. Násobič nelze libovolně prodlužovat, protože kromě úbytků na diodách v propustném směru se nepříznivě projevuje zmenšení kapacity sériově spojených kondenzátorů.

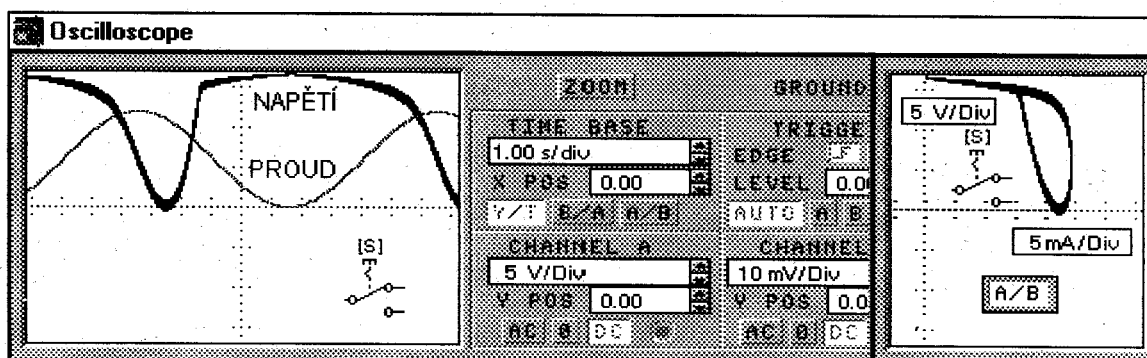
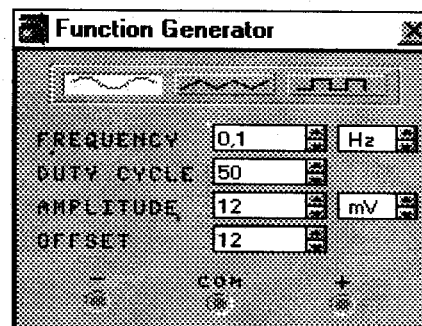
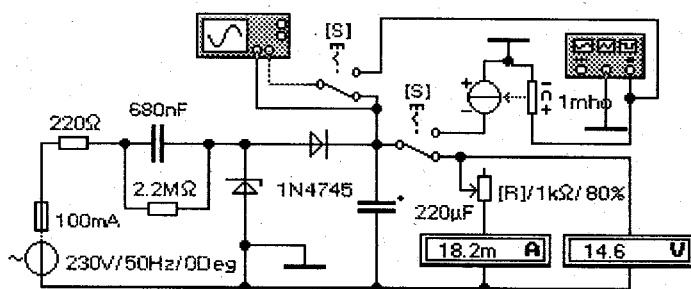
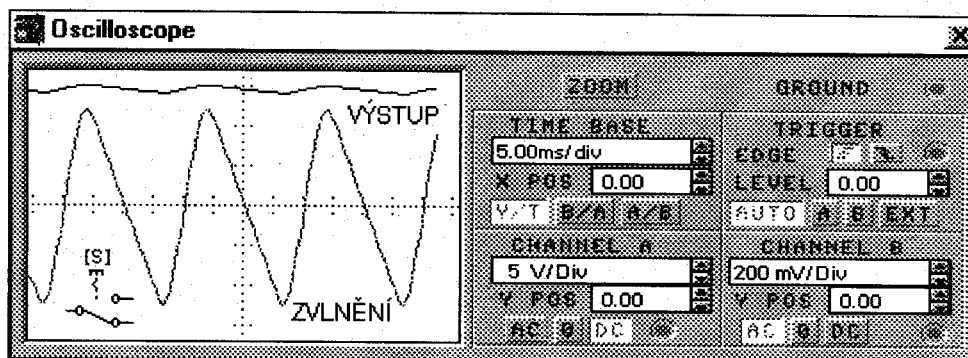
Na prvním obrázku je simulován přechodný děj po připojení násobiče ke zdroji. Pod ním je znázorněna závislost velikosti výstupního napětí a jeho zvlnění na odebíraném proudu. Násobič je zatížen řízeným zdrojem proudu, který je rozmítán trojúhelníkovým napětím generátoru s velmi nízkým kmitočtem 0,1 Hz. Časový spínač připojuje generátor až po odeznění přechodného děje podle prvního obrázku. Zatěžovací proud je číselně roven napětí a je možné jej odečítat pomocí rastru osciloskopu. Při zobrazení B/A je možné získat i zatěžovací přímkou rozmazanou zvlněním napětí.

Kvalitu zdroje lze zvyšovat buď zvětšováním kapacit kondenzátorů a nebo zvětšováním kmitočtu generátoru. Při vyšším kmitočtu se totiž relativně zmenšuje doba vybíjení k době nabíjení kondenzátoru. Oba způsoby lze simulovat.



Empirické vzorce pro návrh násobiče:

$$U_{Gef} = \frac{0,85 U_{SScelk}}{n} \quad \text{a} \quad C \geq \frac{I_{ss} 2n(n+2)}{f \cdot U_{SScelk}}$$

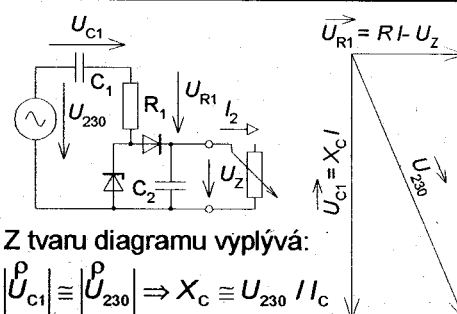


Zdroj bez transformátoru

Vysoké síťové napětí se v klasickém napájecím zdroji snižuje transformátorem, popřípadě autotransformátorem. Kromě klasického odporového děliče s velkým ztrátovým výkonem je možné k bezeztrátovému snížení napětí využít reaktanci (cívku nebo častěji kondenzátor). Toto řešení je vhodné pro přenos malých výkonů v případech, ve kterých z bezpečnostního hlediska nevedí nedokonalé galvanické oddělení od síťového napětí. Jako kuriozitu lze uvést, že kromě galvanického oddělení prostřednictvím elektromagnetického nebo elektrostatického pole existuje oddělení zvukem (mechanickým kmitáním piezoelektrického krystalu), nebo oddělení optické.

Zapojení bylo v původním pramenu určeno pro dobíjení NiCd akumulátorů. Zdroj má proudovou charakteristiku a dodává přibližně konstantní proud 20 mA. Zajímavá je skutečnost, že zvlnění výstupního napětí je prakticky konstantní a je nezávislé na odebíraném proudu. Další zvětšení kapacity (1 mF) jej téměř úplně potlačí.

Podobně jako u násobiče je k zakreslení zatěžovací charakteristiky využito rozmítaného zdroje proudu. I když je zvolen nejnižší možný kmitočet je změna proudu příliš rychlá, což se projeví v hysterezi křivky (napětí narůstá rychleji než klesá při změně odebíraného proudu). U osciloskopu je při volbě AC možné zvětšit průběh zvlnění napětí zdroje.



Z tvaru diagramu vyplývá:

$$|P_{C1}| \equiv |P_{230}| \Rightarrow X_C \equiv U_{230} / I_C$$

Výstupní proud teče pouze po T/2:

$$I_C \geq 2I_2 + I_{ZEN} \Rightarrow C_1 > \frac{2I_2}{2\pi f U_{230}}$$

Po dosazení $f = 50\text{ Hz}$ a $U_{230} = 230\text{ V}$:

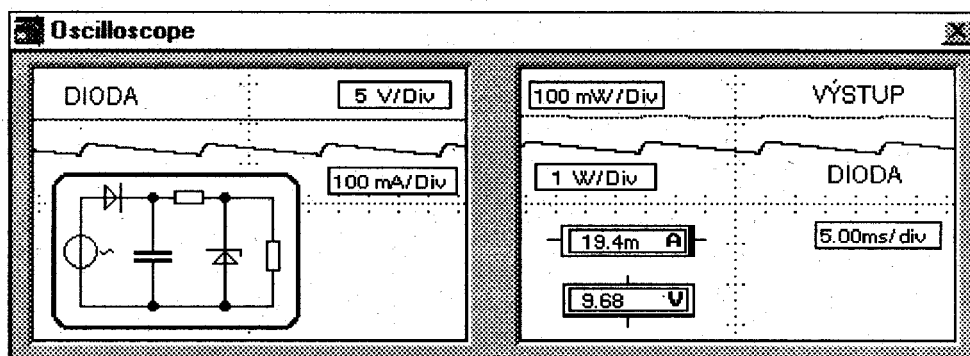
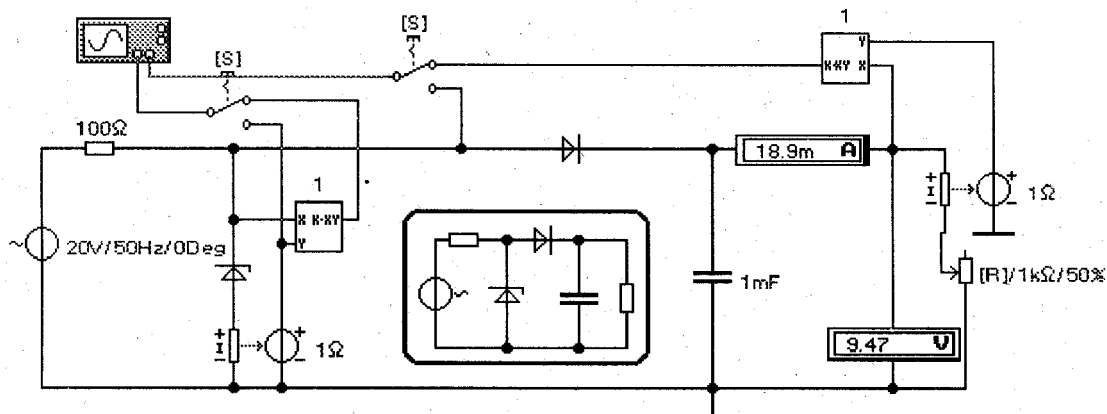
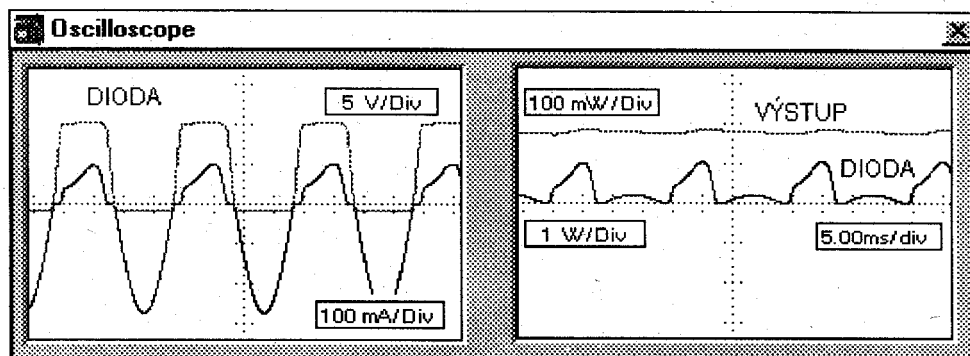
$$C_1 \approx 28 \cdot 10^{-6} I_2 \quad \text{Pro určení } C_2 \text{ vyjdeme}$$

z podmínky: $\tau_{VYB} = R_Z C_2 \geq 10 T_{230}$:

$$C_2 \approx 0,2 I_2 / U_Z \quad (R_Z = U_Z / I_2)$$

R_1 omezí amplitudu proudu při zapnutí:

$$I_{MAX} = \sqrt{2} \cdot U_{230} / R_1 \text{ a zbývající odpor zajistí vybití kondenzátoru po vypnutí}$$



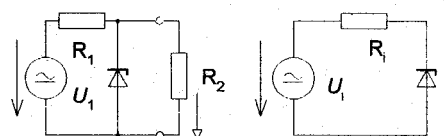
Stabilizátory s diodou

U klasického zdroje, následuje po transformátoru a usměrňovači stabilizátor. Na prvním obrázku je netypické zapojení obvodu, ve kterém stabilizační dioda současně pracuje i jako paralelní usměrňovač. Zápomá půlvlna je diodou zkratována a proud se uzavírá přes omezovací odpor, který musí být dostatečně výkonově dimenzován. Při kladné půlvlně pracuje dioda jako omezovač napětí. Těmito napěťovými impulsy se dobíjí kondenzátor přes oddělovací diodu.

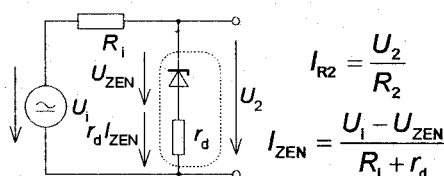
Oproti klasickému řešení, které je uvedeno na spodním obrázku, tento obvod řeší pouze kolísání napájecího napětí a nezabezpečí stabilizaci při proměnném proudovém odběru do spotřebiče. Časová konstanta vyhlazovacího kondenzátoru s odporem spotřebiče musí být dostatečně velká, aby napětí nepokleslo do příchodu dalšího impulsu.

Zajímavé je porovnání zatížení diody v obou obvodech. U prvního zapojení protékají diodou proudové impulsy v propustném i závěrném směru a rovněž napětí má tvar impulsů. U klasického zapojení je dioda otevřena v závěrném směru a proud diodou sleduje průběh zvlněného napětí na kondenzátoru. K určení průběhu výkonů je využito násobiček. Porovnáním zjistíme, že v prvním případě je dioda výkonově méně namáhána. Pomocí násobiček a děliček lze zobrazit i průběhy jiných veličin v simulovaných obvodech.

Náhradní zapojení (Théveninova věta):



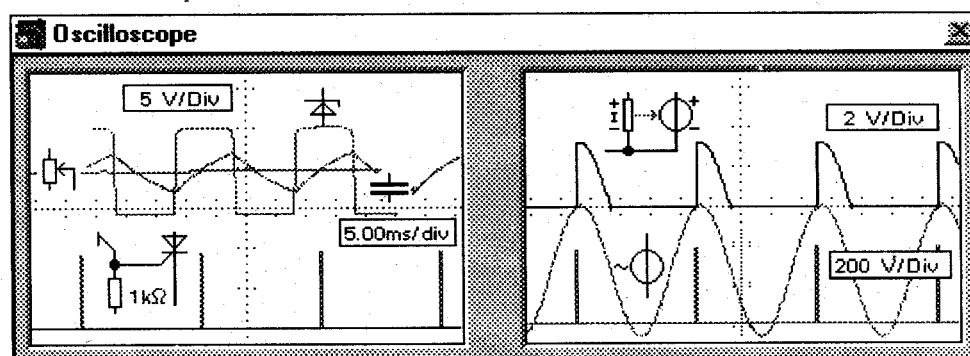
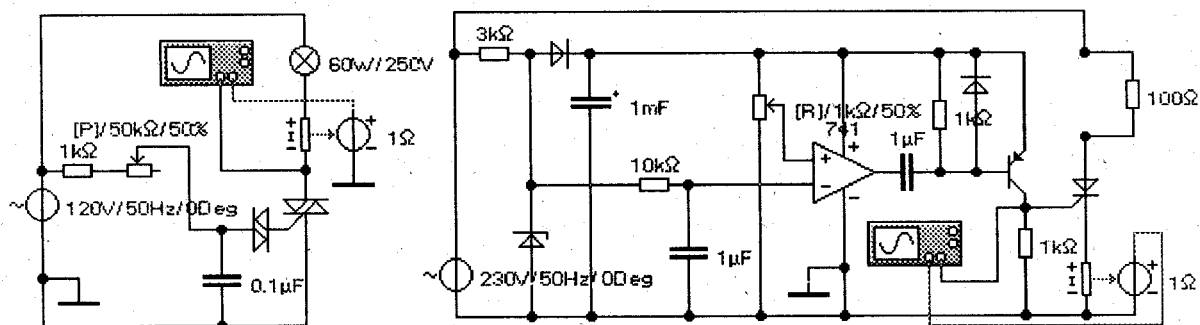
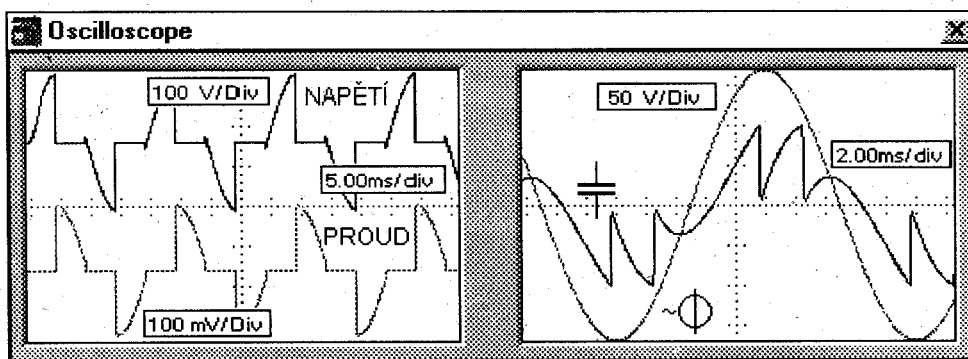
$$U_1 = U_N \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad R_1 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$



$$U_2 = U_{ZEN} + r_d I_{ZEN} = U_{ZEN} + \frac{r_d (U_1 - U_{ZEN})}{R_1 + r_d}$$

Proměnná část napětí se uplatní pouze na odporech děliče a proto bude kolísání výstupního napětí pouze:

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta U_1 r_d}{R_1 + r_d}, \quad r_d - \text{dynamický odpor}$$



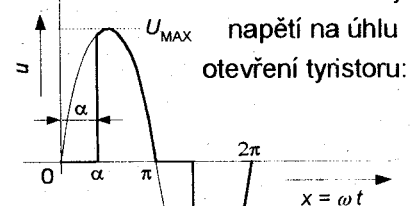
Tyristorové řízení výkonu

Na prvním obrázku je nejjednodušší obvod pro fázové řízení triaků. Kondenzátor se nabíjí přes proměnný odpor a až napětí stoupne na průraznou hodnotu napětí diaku, vybije se do řídicí elektrody a triak sepne. Rozepnutí je automatické při průchodu nulou. Přebíjení kondenzátoru na opačnou polaritu trvá určitou dobu a výkon nelze proto regulovat v celém rozsahu periody.

Speciální integrované obvody (např. MAA436) využívají horizontální impulsové řízení, jehož princip je na druhém schématu. Na vstupu je už vysvětlený stabilizátor napětí, který slouží zároveň jako tvarovač napětí. Obdélníkové napětí odebrané ze Zenerovy diody se v integračním článku mění přibližně na trojúhelníkový průběh. S tímto napětím se porovnává v komparátoru rozhodovací nastavitelná úroveň odvozená od stabilizovaného napájecího napětí. Při shodě se komparátor přepne a spouští MKO s velmi úzkým impulsem. MKO je v zapojení realizován jednoduše už probraným tvarovacím obvodem. Zpoždění zapnutí tyristoru se nastavuje úrovní napětí u komparátoru. V principu je proto možné regulovat v celém rozsahu půlperiody.

I když simulační program neumožňuje zobrazit současně více než dva signály, je možné v podmínkách zvolit výpočet pro všechny uzly obvodu a pak se jednoduše při pozastavené simulaci přepínat do zajímavých bodů obvodu.

Závislost efektivní hodnoty



Efektivní hodnota:

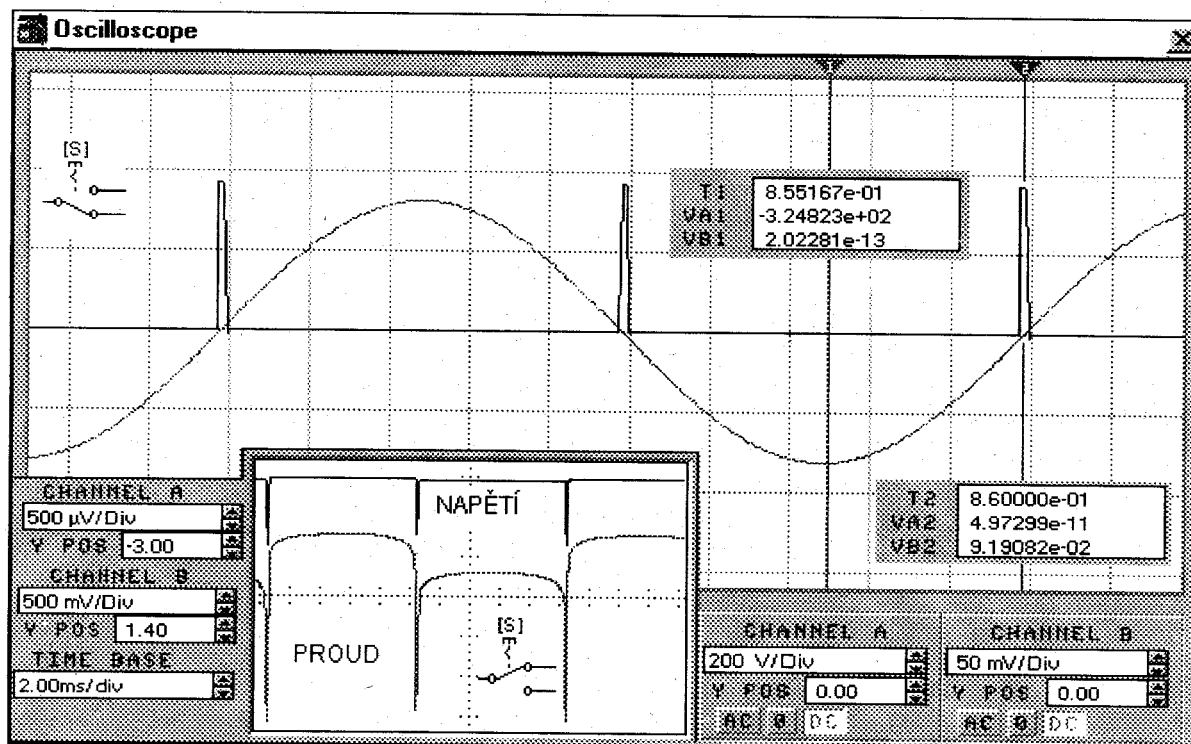
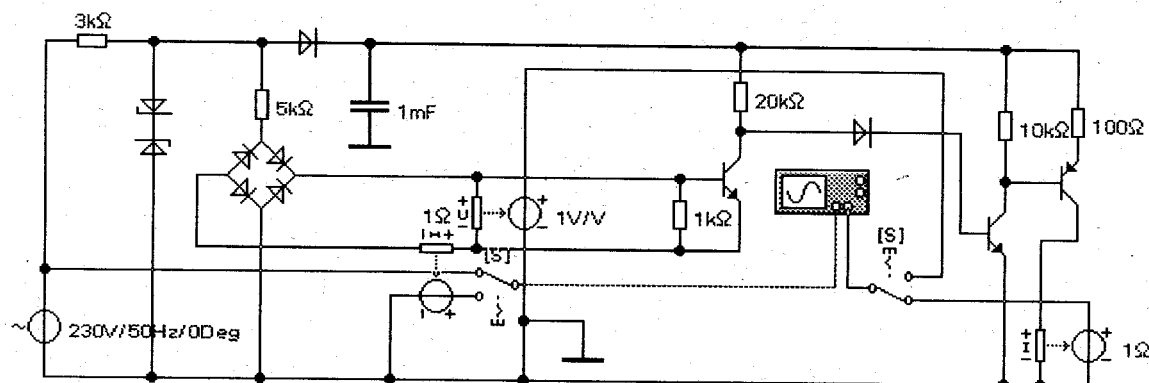
$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{MAX}}^2 \sin^2 x \, dx}$$

$$\text{platí vztah: } \sin^2 x = \frac{1 - \cos 2x}{2}$$

$$U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^\alpha 0 + \int_\alpha^\pi \frac{U_{\text{MAX}}^2}{2} (1 - \cos 2x) \, dx \right]}$$

$$U = U_{\text{MAX}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}$$

Stačí počítat do π ($T = \pi$)

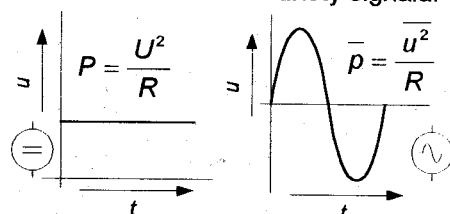


Spínání v nule

Předchozí fázové řízení výkonu se používá např. pro řízení motorů. Protože průběh proudu je značně neharmonický dochází ke vzniku silného vysokofrekvenčního rušení vyššími harmonickými, které se šíří po síťovém vedení. Nutnost dokonalého odrušení komplikuje a prodražuje zapojení. Pro odporové spotřebiče, které mají značnou tepelnou setrvačnost, se proto používá jiné řešení. Spotřebič je k síti připojován v okamžiku průchodu napětí i proudu nulou. Regulace spočívá ve vynechání několika period napětí.

Schéma řídicího obvodu je upravenou částí vnitřního zapojení integrovaného obvodu CA 3059. Na vstupu je opět omezovač se stabilizačními diodami a jednocestným usměrňovačem s filtračním kondenzátorem. Obdélníkovými pulsy odebíranými ze sériového spojení Zenerových diod je napájen usměrňovací můstek. Tranzistor se otevírá napětím na odporu, které odpovídá průběhu proudu diodami. Proud diodami protéká až po překonání prahového napětí a proto v oblasti průchodu nulou nastane krátký okamžik, při kterém bude tranzistor zavřený. Zapojení není zcela symetrické a proto následuje tvarovač a zesilovač upravující tvar impulsů. Dále by následoval řízený spínač umožňující periodické vynechávání skupin spouštěcích impulsů a triak. Vzhledem ke složitosti zapojení nebyla simulace celého obvodu s triakem úspěšná.

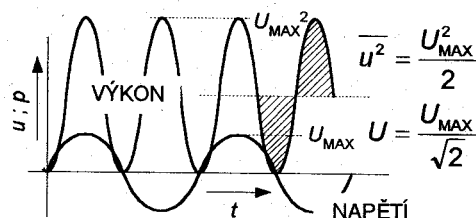
Odvození efektivní hodnoty signálu:

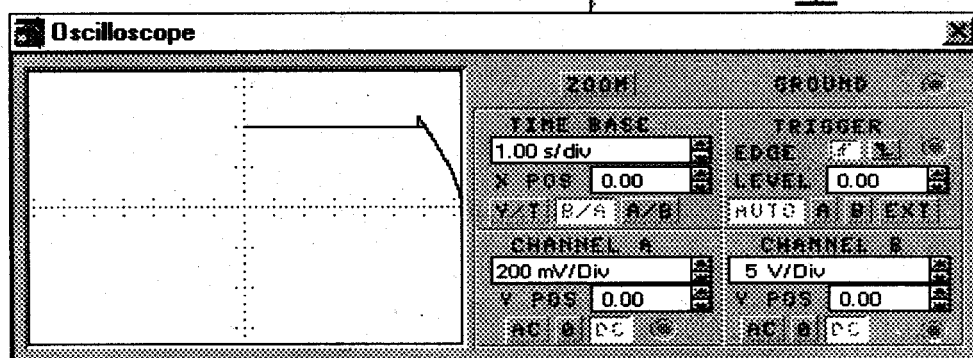
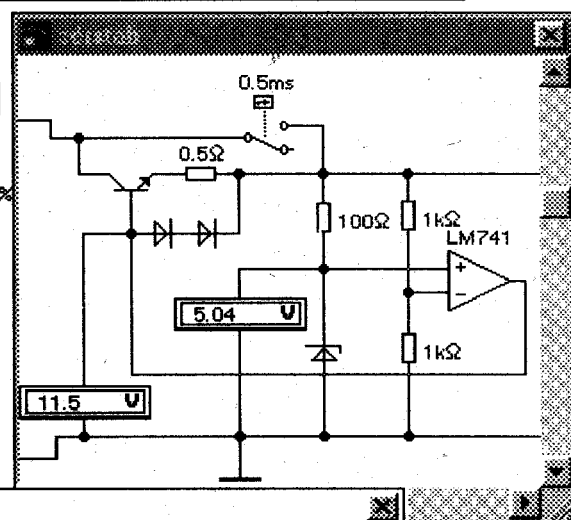
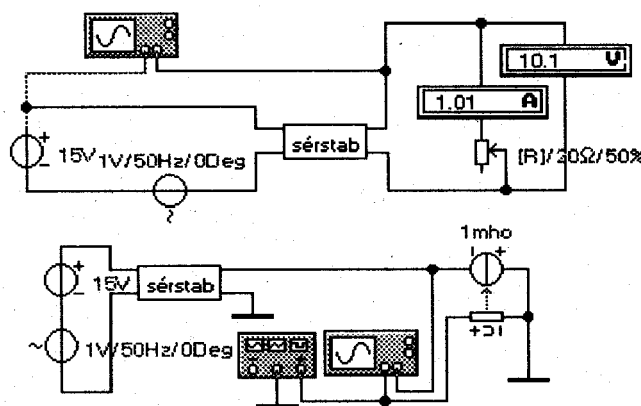
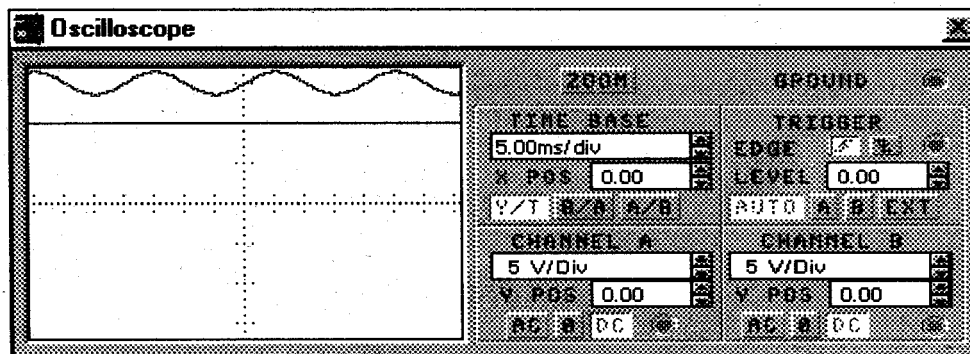


Oba zdroje musí mít stejné průměrné tepelné účinky: $P = \bar{p} \Rightarrow U^2 = \overline{u^2}$

Průměr se počítá pomocí integrálu jako podíl plochy pod grafem a periody:

$$U^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_{MAX}^2 \sin^2 \omega t dt$$



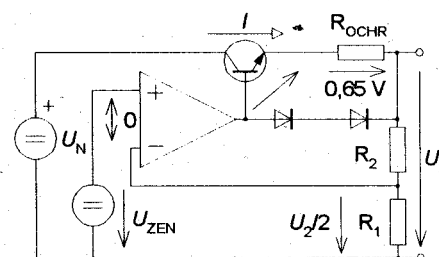


Sériový stabilizátor

Stabilizátor napětí je obvod, který na svém výstupu udržuje konstantní napětí při kolísání vstupního napětí a při změně odběru proudu do spotřebiče. Nejčastěji se jako regulační prvek zapojuje tranzistor do série se spotřebičem. Odpor (otevření) tranzistoru je řízen zpětnou vazbou. Rozdílový zesilovač, porovnává část výstupního napětí na spodním odporu děliče s konstantním napětím na stabilizační diodě a otevírá výkonový tranzistor tak, aby se rozdíl mezi vstupy zesilovače blížil nule. Pak bude výstupní napětí násobkem referenčního.

Tranzistor je doplněn jednoduchou proudovou pojistkou. Při nadměrném vzrůstu proudu ze stabilizátoru se zvětší napětí na malém ochranném odporu tak, že se otevřou diody, které vytvoří bočník k přechodu báze-emitor tranzistoru. Další proud do báze proto téměř neroste a výstupní proud se proto omezí. Výhodnější jsou ale pojistky s omezením zkratového proudu s tzv. vratnou charakteristikou (fold-back). Uvedené schéma vystihuje princip integrovaných stabilizátorů napětí.

Simulace zatěžovací charakteristiky je obtížná, protože při zobrazení B/A nelze volit počáteční čas simulace. Nejříve je nutné nechat proběhnout jednu sekundu simulaci v režimu Y/T a pak teprve přepnout na B/A. Jinak se zobrazí i přechodný děj při zapnutí obvodu. Aby se simulace vůbec rozběhla je pro nepatrný okamžik přemostěn tranzistor časovým spínačem.



Je-li $R_1 = R_2$ bude: $U_2 / 2 = U_{ZEN}$

a $U_2 = 2U_{ZEN}$; obecně platí:

$$U_{R1} = U_{ZEN} = IR_1 \text{ a } U_2 = U_{R1} + U_{R2}$$

$$U_2 = U_{ZEN} + \frac{U_{ZEN}}{R_1} \cdot R_2$$

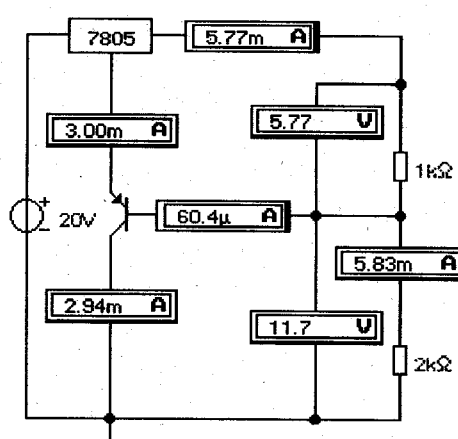
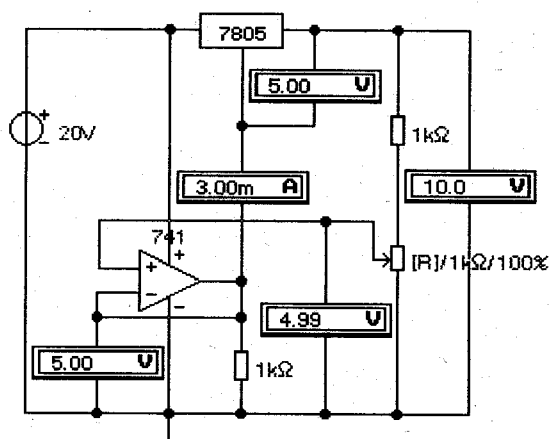
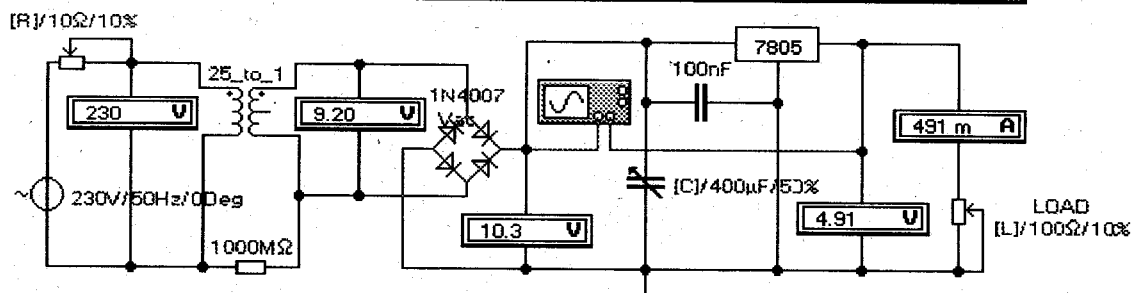
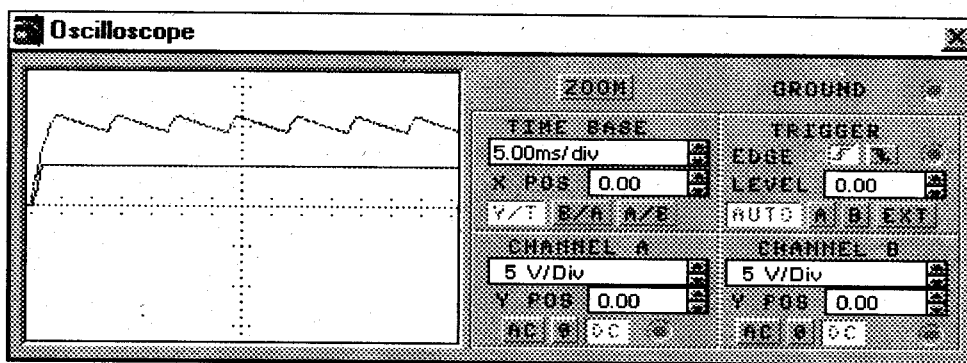
Pojistka zapne při: $U_{BE} + U_{ROCHR} = 2U_D$

Lze předpokládat: $U_{BE} \approx U_D \approx 0,65 \text{ V}$,

a proto je: $I_{MAX} \approx 0,65 \text{ V} / R_{OCHR}$

Omezovací odpor k Zenerově diodě je:

$$R_{ZEN} = (U_N - U_{ZEN}) / I_{ZEN}$$

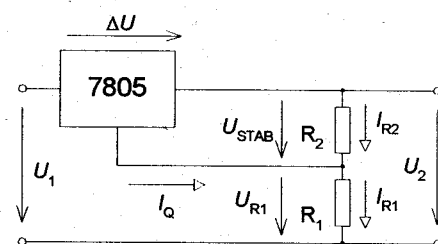


Zdroj s integrovaným stabilizátorem

Integrovaný obvod 7805 je stabilizátor pevného napětí 5V s maximálním proudem 1A. I když už je k dispozici řada jiných integrovaných stabilizátorů (např. LM317), obvody s integrovanými stabilizátory se příliš nezměnily. Pro návrh obvodů je nejdůležitější si uvědomit, že stabilizátor udržuje konstantní napětí mezi výstupními svorkami obvodu. To umožňuje integrovaný stabilizátor využít i jako stabilizátor proudu (konstantní napětí na konstantním odporu), anebo regulaci výstupního napětí zapojením děliče.

První zapojení představuje klasické schéma zdroje. Je možné okamžitě na obrazovce osciloskopu sledovat vliv změny zatěžovacího odporu, vyhlazovací kapacity a vnitřního odporu transformátoru na chování obvodu.

Další zapojení představují zdroje s nastavitelným výstupním napětím. U stabilizátoru 7805 vytéká poměrně velký proud ze společného vývodu stabilizátoru. Tento proud není konstantní a proto se vliv tohoto proudu potlačuje pomocí operačního zesilovače a nebo tranzistoru. OZ je zapojen jako sledovač a udržuje proto na odporu, který je zapojen na výstup OZ, stejné napětí jako je na spodní části děliče nezávisle na kolísání proudu. U tranzistorového řešení vzroste teplotní závislost výstupního napětí. Modernější stabilizátory mají společný proud mnohem menší, takže se vystačí s obyčejným děličem.



$$I_{R1} = I_Q + I_{R2} \text{ kde } I_{R2} = U_{STAB} / R_2$$

a I_Q je klidový proud stabilizátoru

$$U_{R1} = I_{R1} R_1 = (I_Q + U_{STAB} / R_2) R_1$$

$$U_2 = U_{R2} + U_{R1} = U_{STAB} + \left(I_Q + \frac{U_{STAB}}{R_2} \right) R_1$$

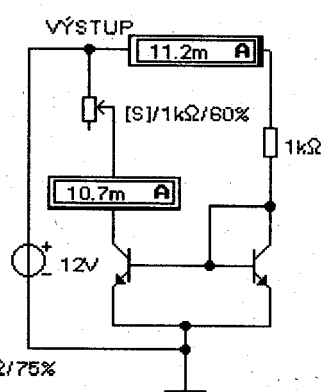
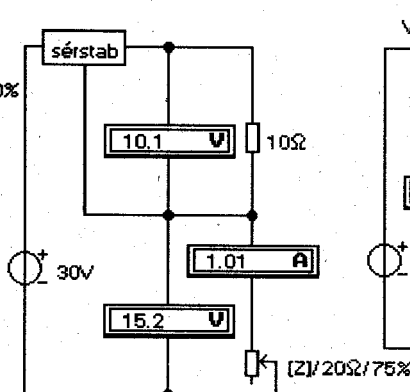
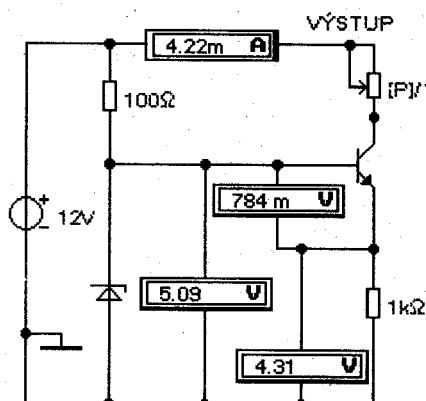
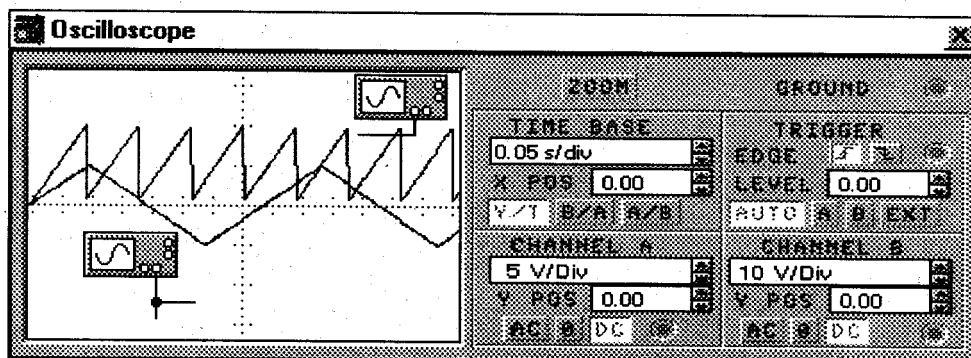
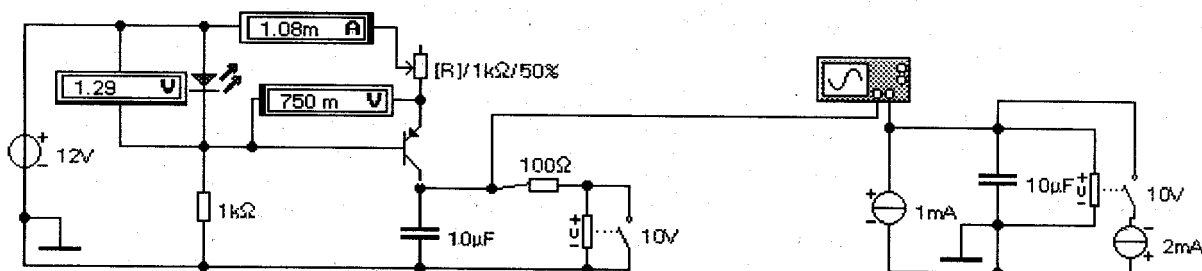
U stab. 7805 je $I_Q \approx 5 \text{ mA}$, u jiných stabilizátorů lze I_Q zpravidla zanedbat:

$$U_2 = U_{STAB} + \frac{U_{STAB}}{R_2} R_1 = U_{STAB} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Pro správnou funkci musí platit:

$$U_1 = \Delta U + U_2, \text{ kde } \Delta U \approx 3 \text{ V}$$



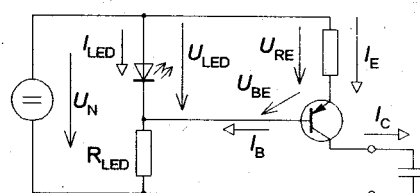


Stabilizované zdroje proudu

Zdroj proudu je zdroj s velkým vnitřním odporem, takže v nejjednodušším případě stačí zapojit velký odpor do série s napěťovým zdrojem. Má-li být proud stále konstantní nezávisle na připojeném spotřebiči, je nutné jeho velikost stabilizovat.

Je možné použít integrovaný stabilizátor napětí, který spodním odporem děliče, který představuje spotřebič, protlačí proud určený výstupním napětím stabilizátoru a odporem zapojeným na jeho výstup. V tomto případě je nutné, aby vstupní napětí bylo dostatečně velké. Jako zdroj proudu se chová i obyčejný tranzistor, což vyplývá z tvaru jeho výstupních charakteristik. S výhodou se využívá zapojení napěťového stabilizátoru se Zenerovou diodou s posilovacím tranzistorem. Na emitorovém odporu se udržuje konstantní napětí a proto bude konstantní i proud protékající kolektorem, nezávisle na velikosti zatěžovacího odporu. Výhodnější je varianta s PNP tranzistorem a s LED, která zastupuje funkci stabilizační diody s malým napětím, protože zátěž může být uzemněna. Často se používá v integrovaných obvodech tzv. proudové zrcadlo, které má jeden tranzistor zapojen jako diodu.

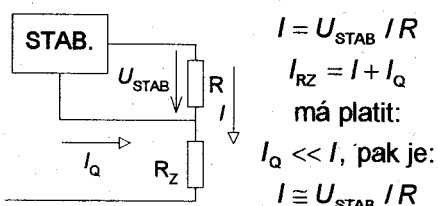
Nabíjí-li se kondenzátor konstantním proudem, narůstá napětí na něm lineárně, což se využívá pro generování napětí trojúhelníkového nebo pilového průběhu. Druhé zapojení znázorňuje princip funčního generátoru.



Proud I_B lze zanedbat, je-li: $I_{LED} \gg I_B$
 $R_{LED} \approx (U_N - U_{LED}) / R_{LED}$; $U_{LED} \approx \text{konst}$

$$U_{LED} = U_{RE} + U_{BE}; U_{BE} \approx \text{konst}$$

$$\text{Proud zdroje: } I = \frac{U_{LED} - U_{BE}}{R_E} \approx \text{konst}$$



$$I = U_{STAB} / R$$

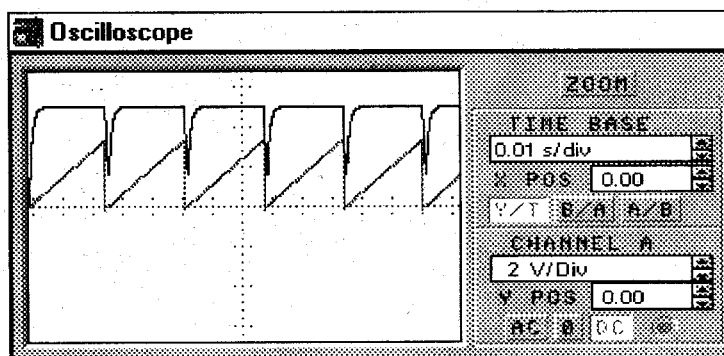
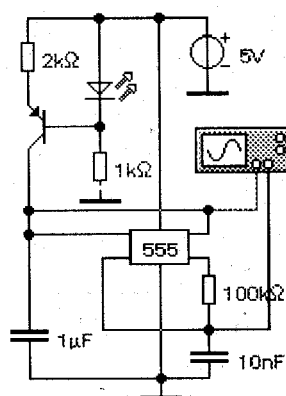
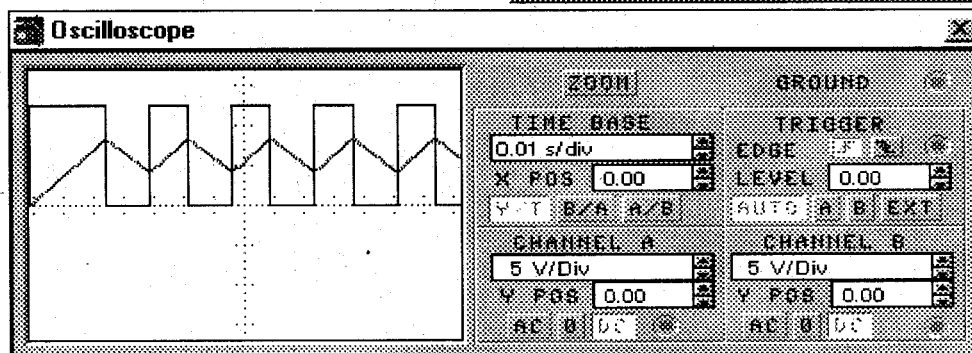
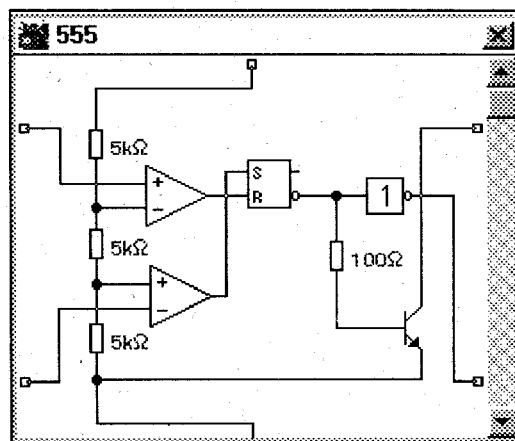
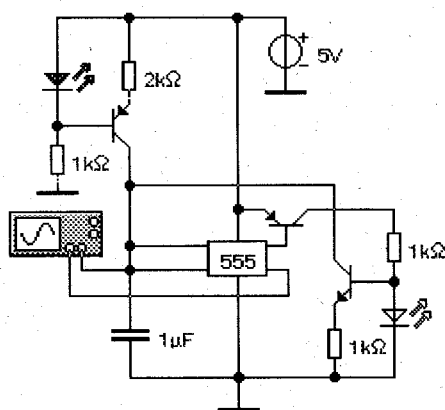
$$I_{RZ} = I + I_Q$$

má platit:

$$I_Q \ll I, \text{ pak je:}$$

$$I \approx U_{STAB} / R$$

U proudového zdroje je vhodné, aby vstupní napětí bylo velké



Generátory se zdrojem proudu

První zapojení představuje princip integrovaného funkčního generátoru XR-8038. Kondenzátor se lineárně nabíjí ze zdroje proudu na dvě třetiny napájecího napětí. Pak se sepne zdroj dvojnásobného proudu, který do sebe vtáhne proud prvního zdroje a lineárně vybíjí kondenzátor. Po poklesu napětí na jednu třetinu se tento zdroj vypne a děj se opakuje. Princip je velmi podobný klasickému zapojení časovače 555.

Ve skutečném zapojení jsou použity zdroje proudu říditelné napětím, což umožňuje konstrukci napětím rozmítaných (řízených) generátorů (VCO). Jinými slovy je možné realizovat frekvenční modulaci. Obvod lze napájet symetricky ze dvou zdrojů, čímž se odstraní stejnosměrná složka signálů. Trojúhelníkový signál se dále tvaruje v tvarovači tvořeném nelineárními děliči, což umožňuje získat i harmonický signál.

Generátor pily na druhém schématu má oddělené vstupy komparátorů. Kondenzátor se opět nabíjí ze zdroje proudu na dvě třetiny napájecího napětí. Pak se velmi rychle vybije přes vnitřní tranzistor časovače. Malá kapacita zapojená mezi vstup spodního komparátoru a zem se po překlapaní vybíjí do výstupu obvodu. Proto napětí na tomto vstupu komparátoru poklesne na jednu třetinu s určitým zpožděním. Během tohoto zpoždění se stihne vybit hlavní časovací kondenzátor až k nule. Obvod byl použit jako časová základna k osciloskopu.

Nabíjení ze zdroje konstantního proudu:

$$I = \frac{Q}{t}; \quad C = \frac{Q}{U} \Rightarrow u_c = \frac{I}{C} \cdot t$$

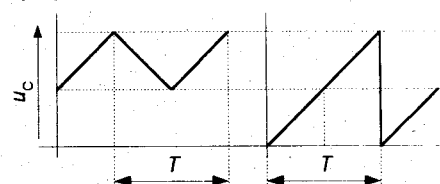
Napětí na kondenzátoru se mění o $\frac{U_N}{3}$

$$t_{\text{IMP}} = \frac{U_N C}{3I}; \text{ po dosazení za proud:}$$

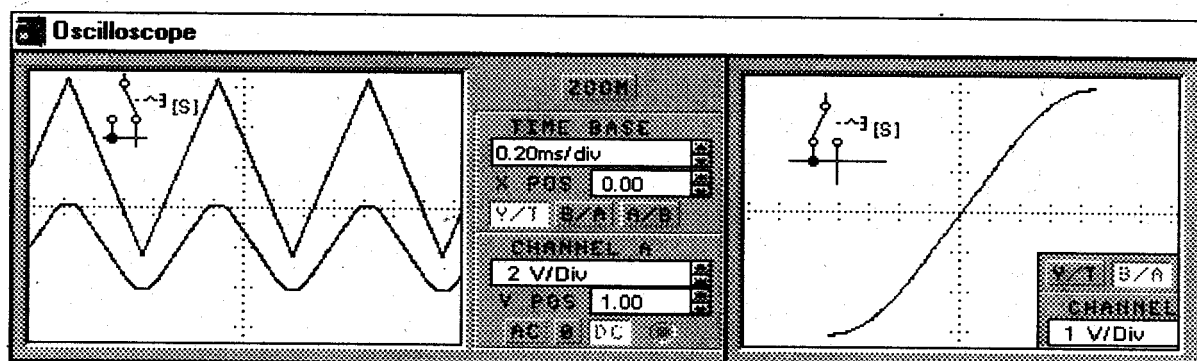
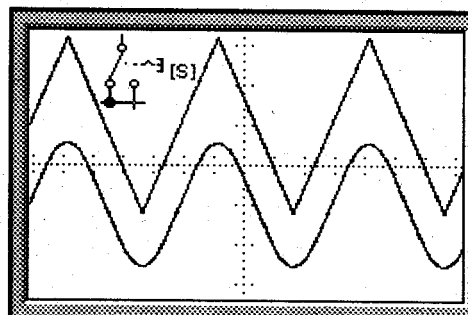
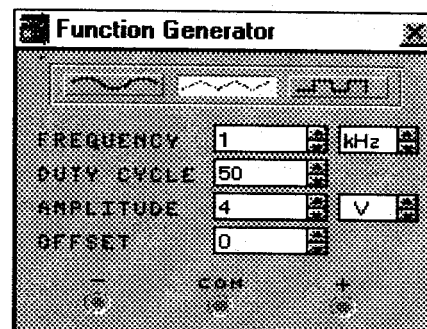
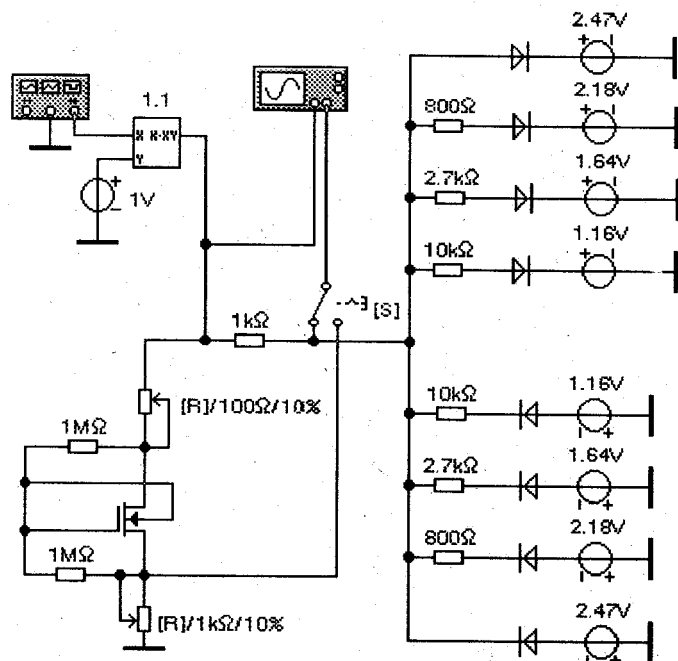
$$t_{\text{IMP}} = \frac{R_E C U_N}{3(U_{\text{LED}} - U_{\text{BE}})}; \text{ vybíjení trvá}$$

$$\text{stejně dlouho: } f = \frac{3(U_{\text{LED}} - U_{\text{BE}})}{2R_E C U_N}$$

U druhého zapojení lze zanedbat dobu vybíjení a kondenzátor se vybíjí k nule.



Periody jsou u obou zapojení stejné.

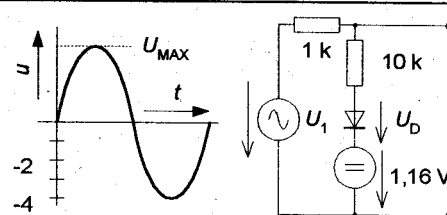


Tvarovače trojúhelník - sinus

Trojúhelníkový signál se svým tvarem blíží harmonickému a proto je jej lze snadno tvarovat nelineárním děličem anebo je možné odfiltrovat vyšší harmonické dolní propustí. První řešení je univerzálnější, protože je nezávislé na kmitočtu signálu. V případě použití dolní propustí by totiž bylo nutné se změnou kmitočtu generátoru současně ladit i tuto propust. K tvarování signálu se nejčastěji využívá diodově odporové sítě realizované uvnitř integrovaného obvodu.

Pro lepší pochopení funkce je část děliče napětí nahrazena soustavou stejnosměrných zdrojů. Při malém napětí není otevřena žádná dioda a přenos děliče je proto roven jedné. Po překročení součtu napětí zdroje a prahového napětí diody se vytvoří dělič napětí. S rostoucím vstupním napětím se otvírají další větve, které se zapojují paralelně, takže se přenos pro větší hodnoty napětí zmenšuje. To je dobře vidět na převodní charakteristice. Protože reálná dioda se otvírá postupně (koleno charakteristiky), nezpůsobují přechody při připojení další větve zlomy v převodní charakteristice.

Druhé jednodušší zapojení využívá změny odporu vodivého kanálu tranzistoru v závislosti na řídicím napětí. Vzhledem ke způsobu získávání sinusovky, nelze v praxi dosáhnout takové čistoty signálu, jako při klasickém řešení oscilátoru. Harmonické zkreslení nebývá lepší než jedno procento.



Pro výstupní napětí děliče platí:

$$U_2 = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} ; \text{ napětí } U_D \approx 0,65 \text{ V}$$

Pro: $U_1 < (1,16 + 0,65) \text{ V}$ je: $R_2 = \infty$ a

$$U_2 = U_1 \frac{R_2 / R_2}{R_1 / R_2 + 1} = \frac{U_1}{R_1 / \infty + 1} = 1 \cdot U_1$$

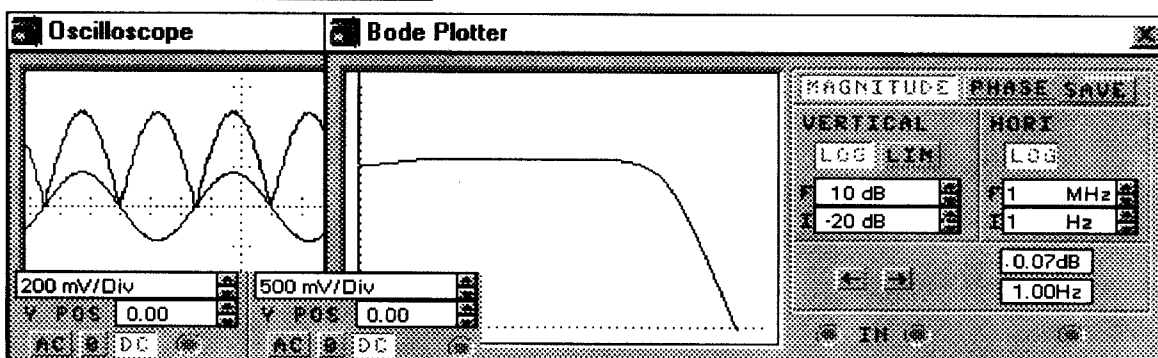
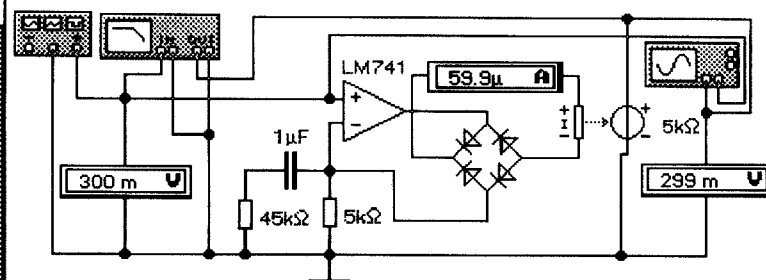
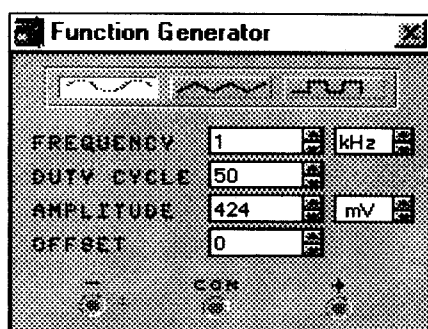
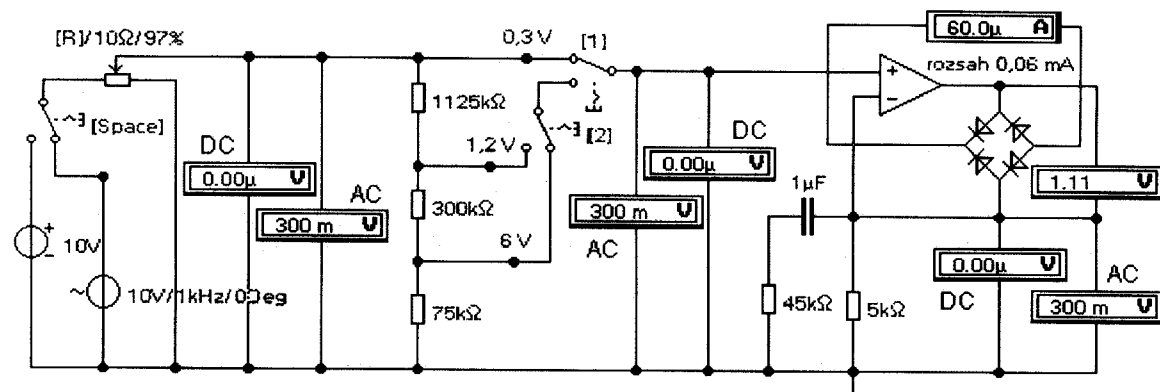
Pro: $(1,64 + 0,65) \text{ V} > U_1 > 1,18 \text{ V}$ bude:

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega \text{ a: } U_2 = \frac{1}{1/10 + 1} \approx 0,9 \cdot U_1$$

Pro: $(2,18 + 0,65) \text{ V} > U_1 > 2,29 \text{ V}$ bude:

$R_2 = (10 \text{ k}\Omega \text{ paralelně s } 2,7 \text{ k}\Omega) \text{ a:}$

$$U_2 = \frac{1}{1/2,13 + 1} = 0,68 \cdot U_1 \text{ atd.}$$

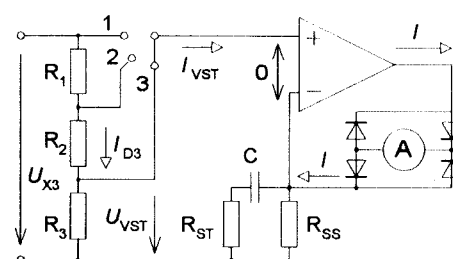


Elektronický voltmetr

Klasické analogové měřicí soustavy mají nedostatečně velký odpor a obyčejný usměrňovač nemůže usměrňovat napětí menší, než je prahové napětí diod. Proto se používají přístroje s elektronickým zesilovačem, který tyto nedostatky odstraní. Jejich nevýhodou je ovšem to, že vyžadují napájecí zdroj.

Přístroj je řešen jako univerzální se společnou stupnicí pro stejnosměrné i střídavé rozsahy bez přepínání. Protože vlivem zpětné vazby udržuje operační zesilovač nulový rozdíl napětí mezi vstupy, je vstupní napětí totožné s napětím na spodní odporu nelineárního děliče tvořeného diodovým můstkem s měřidlem a odporem připojeným na neinvertující vstup. Napájecí zdroje protlačí tímto odporem právě takový proud, aby tato rovnováha zůstala zachována. Protože diody jsou přes výstup připojeny k napájecím zdrojům a nejsou napájeny ze vstupu voltmetru, je možné usměrňovat i napětí menší než je prahové napětí diod. Připojený ampérmetr je analogový a jeho výchylka je přímo úměrná střední (průměrné) hodnotě proudu. U dvojcestně usměrněného harmonického napětí se střední hodnota liší od efektivní a proto se pro střídavé napětí přes kondenzátor zmenšuje velikost zpětnovazebního odporu.

Při požadavku na velký vstupní odpor je nutné použít zesilovač s unipolárními tranzistory na vstupu. Výhodou tohoto řešení je i konstantní vstupní odpor, který nezávisí na rozsahu.



$$R_{\text{CELK}} = R_1 + R_2 + R_3 \leq U_{\text{VST}} / (10 I_{\text{VST}})$$

$$R_{\text{SS}} = U_{\text{VST}} / I; \quad U_{\text{VST}} \text{ je základní rozsah voltmetru a } I \text{ je rozsah ampérmetru}$$

$$U_{\text{AV}} = 2 U_{\text{MAX}} / \pi \quad \text{a} \quad U_{\text{EF}} = U_{\text{MAX}} / \sqrt{2}$$

$$U_{\text{AV}} = 0,9 U_{\text{EF}} \Rightarrow R_{\text{ST}} = 9 R_{\text{SS}}$$

Kapacita se navrhne pro min. kmitočet:

$$X_C = R_{\text{ST}} \Rightarrow C > 1 / (2 \pi f_{\text{MIN}} R_{\text{ST}})$$

$$\text{Pro dělič platí: } U_{\text{VST}} = U_{\text{X3}} R_3 / R_{\text{CELK}}$$

$$U_{\text{VST}} = \frac{U_{\text{X2}} (R_2 + R_3)}{R_{\text{CELK}}} \quad \text{a z těchto vztahů}$$

Ize určit odpory vstupního děliče napětí

